
Diplomarbeit

Herr

Michael Fechter

**Intelligente Driftregelung und Spitzen-
wertanalyse bei einem Ladungsverstärker
mit digitaler Signalverarbeitung**

Mittweida 2016/17

Diplomarbeit

Intelligente Driftregelung und Spitzen- wertanalyse bei einem Ladungsverstärker mit digitaler Signalverarbeitung

Autor:

Hr. Ing. Michael Fechter

Studiengang:

Technische Informatik

Seminargruppe:

KT12wWa-F

Erstprüfer:

Prof. Dr.-Ing. Olaf Hagenbruch

Zweitprüfer:

Dipl.Ing Josef Moik

Firma AVL Graz

Einreichung:

Mittweida, 15.03.2017

Verteidigung/Bewertung:

Mittweida, 2017

Diplom THESIS

Intelligent Driftcompensation and maximum Cylinderpressure detektion on a charge Amplifier with digital Signalconversion

author:

Mr. Ing. Michael Fechter

course of studies:

Applied Computer Science

seminar group:

KT12wWa-F

first examiner:

Prof. Dr.-Ing. Olaf Hagenbruch

second examiner:

Dipl.Ing Josef Moik

Firma AVL Graz

submission:

Mittweida, 15.03.2017

defence/ evaluation:

Mittweida, 2017

Bibliografische Beschreibung:

Michael Fechter

Intelligente Driftregelung und Spitzenwertanalyse bei einem Ladungsverstärker mit digitaler Signalverarbeitung. - 2017. - 6, 50, 2 S.

Mittweida, Hochschule Mittweida, University of Applied Sciences,
Fakultät Angewandte Computer und Biowissenschaft, Diplomarbeit, 2017

Abstract

AVL entwickelt aktuell einen neuen Ladungsverstärker, der sich von Vorgängermodellen dadurch unterscheidet, dass zusätzlich zur Ausgabe der verstärkten und gefilterten Signale auch deren Digitalisierung und Verarbeitung in einem Signalprozessor vorgesehen sind.

Für diese Hardware soll im Signalprozessor ein intelligenter Algorithmus zur Driftregelung als auch eine Ermittlung und statistische Bewertung der Signalspitzenwerte konzipiert und als Firmwarekomponenten umgesetzt werden.

Aufgrund seines Aufbaus benötigt ein Ladungsverstärker eine permanente Kompensation der auftretenden Drifteffekte, um den Signalnullpunkt stabil zu halten. Solche Drifterscheinungen kommen sowohl durch die nicht idealen Komponenten, zu geringe Isolation der Signalwege als auch durch diverse Effekte der verwendeten Quarzdruckaufnehmer zustande.

Durch Analyse des digitalisierten Messsignals soll laufend die Nullpunktsdrift ermittelt und durch Abgabe einer Korrekturspannung an einen DAC, aus der wiederum ein Kompensationsstrom für den Ladungs-/Spannungskonverter erzeugt wird, vollständig ausgeregelt werden.

Die für die Driftregelung erforderliche Signalanalyse, soll gleichzeitig auch dazu verwendet werden, laufend den Spitzenwert des Signals zu ermitteln und diesen einer von 5 Klassen zuzuordnen und die Häufigkeiten in den Klassen zu kumulieren. Auf diese Weise kann dem Anwender ein Maß für die vom Sensor wahrgenommene Belastung, übermittelt, und somit ein Kriterium zur Entscheidung für einen eventuellen Sensoraustausch geboten werden.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	VI
Formelverzeichnis	IX
Abbildungsverzeichnis	X
Tabellenverzeichnis	XI
Vorwort	- 1 -
1 Einleitung.....	- 2 -
1.1 Die Indizierung im Allgemeinen	- 4 -
1.2 Die Indiziermesskette	- 5 -
1.2.1 Winkelmarkengeber	- 5 -
1.2.2 Sensor	- 6 -
1.2.3 Verstärker	- 8 -
1.2.4 Indiziersystem	- 10 -
1.2.5 IndiCom	- 11 -
2 Stand der Technik	- 13 -
2.1.1 Die elektrische Drift.....	- 13 -
2.1.2 Die thermodynamische Drift.....	- 14 -
3 Präzisierung der Aufgabenstellung	- 21 -
4 Lösungsansatz	- 22 -
5 Umsetzung eines Lösungsansatzes	- 26 -
5.1 Sektionserkennungsschwelle	- 26 -
5.2 Sensorklassifizierung	- 29 -
5.3 Berechnung der Drehzahl	- 30 -
5.4 Driftregelung	- 31 -
5.4.1 Driftkompensation konstant.....	- 37 -
5.4.2 Driftkompensation zyklisch.....	- 39 -
6 Nachweis der Zielparameter	- 40 -

7 Zusammenfassung und Ausblick	- 44 -
Anhänge.....	- 46 -
Literaturverzeichnis	- 48 -
Eigenständigkeitserklärung	- 50 -

Abkürzungsverzeichnis

ADC: Analog-to-digital Converter

Arbeitsspiel:

Zwei Umdrehungen bei einem 4-Takt- bzw. eine Umdrehung bei einem 2-Takt Motor

AVL: Anstalt für Verbrennungskraftmaschinen List

SCF Signal Calibration Factor

SOC: Start of Conversion

EOC: End of Conversion

EPWM: Enhanced Pulse Width Modulator

Indizieren: Der Blick in den Brennraum eines Verbrennungsmotors

IPC: Interprocessor Communication

ISR: Interrupt Service Routine

JTAG: Joint Test Action Group

OEM: Original Equipment Manufacturer

PMAX: Pressure Maximum / Maximaler Druck eines Zylinderdrucksignals

S/H: Sample and Hold

SPI: Serial Peripheral Interface

MOSI: Master Out Slave In

CS: Chip Select

FIFO: First In First Out

upm: Umdrehungen pro Minute

Formelverzeichnis

Formel 1 Winkelauflösung	- 6 -
Formel 2 Verstärkung (AVL_microfem, 2015).....	- 9 -
Formel 3 Signal-Kalibrierfaktor (AVL_microfem, 2015).....	- 9 -
Formel 4 Mittelwert (Durchschnitt, 2012)	- 26 -
Formel 5 Drehzahlberechnung bei einem 4 Takt Motor	- 30 -
Formel 6 Kompensationsstrom	- 37 -

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1 Zylinderdruckverlauf über ein Arbeitsspiel (AVL_IndiCom, 2014).....	- 4 -
Abbildung 2 Sensors und Messelement (Pischinger, 2012).....	- 7 -
Abbildung 3 Ladungsverstärker Blockschaltbild (AVL_microfem, 2015)	- 8 -
Abbildung 4 Indiziersystem Indimodul 622 (AVL_IndiCom, 2014).....	- 10 -
Abbildung 5 Standard Resultate (AVL_IndiCom, 2014)	- 11 -
Abbildung 6 Signalliste (AVL_IndiCom, 2014)	- 11 -
Abbildung 7 Messergebnis (AVL_IndiCom, 2014)	- 12 -
Abbildung 8 Auftretende Eingangs-Offsetspannung (Pischinger, 2012).....	- 14 -
Abbildung 9 Aufbau der Driftkompensation (AVL_microfem, 2015)	- 16 -
Abbildung 10 Ableitung des Sample Signals aus dem Zylinderdruck.....	- 17 -
Abbildung 11 Drifteffekte (Pischinger, 2012).....	- 18 -
Abbildung 12 Einfluss der Drift auf das Signal	- 19 -
Abbildung 13 Signal kompensiert	- 19 -
Abbildung 14 Einteilung des Zylinderdrucks und wichtige Referenzpunkte.....	- 22 -
Abbildung 15 Mechanischer Einfluss der Ventile auf den Zylinderdruck	- 23 -
Abbildung 16 Blockdiagramm.....	- 25 -
Abbildung 17 Mittelwert des Eingangssignals.....	- 27 -
Abbildung 18 SPI Test	- 33 -
Abbildung 19 Timing Diagram (Corporation, 2016).....	- 34 -
Abbildung 20 SDI(MOSI) und Clock	- 35 -
Abbildung 21 SDI(MOSI) mit CS	- 35 -
Abbildung 22 LTC-2666 Bit Load Sequence (Corporation, 2016)	- 36 -
Abbildung 23 SPI für Driftregelung konstant.....	- 38 -

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1-1 Indizierkennwerte (Pischinger, 2012).....	- 5 -
Tabelle 2 Command und Adress Word (Board, 2017)	- 36 -
Tabelle 3 Eingang zu SPI Ausgang aus dem Debugger	- 42 -

Vorwort

Meine Diplomarbeit ist eine Weiterführung, der von mir, im Praxisprojekt II erarbeiteten Funktionen. Dabei habe ich wichtige Kernaufgaben neu betrachtet und an realere Bedingungen angepasst. Der allgemeine Teil, als auch die Funktionen, die übernommen worden sind, sind im Inhaltsverzeichnis als solche gekennzeichnet. Diese Arbeit wurde von mir ausschließlich in meiner Freizeit geschrieben, da meine Funktion innerhalb der Firma AVL, keine Firmware Programmierung beinhaltet. Alle von mir dargestellten Programme oder auch Ausschnitte davon, beziehen sich nur auf das erste Eingangssignal oder den ersten Zylinder, da für alle weiteren dieselben Berechnungen und Bedingungen gelten. Wie bei unseren aktuellen Verstärkern sind 4 Eingangskanäle vorhanden.

Ich möchte Herrn Dipl.-Ing. Josef Moik danken, dass er mir die Möglichkeit gegeben hat, diese Diplomarbeit in seinem Bereich zu realisieren und mich dabei mit seiner fachlichen Kompetenz unterstützt hat.

Speziellen Dank auch an Prof. Dr.-Ing. Olaf Hagenbruch für die Betreuung seitens der Fakultät für Angewandte Computer- und Biowissenschaften Hochschule Mittweida.

Des Weiteren möchte ich all meinen Arbeitskollegen danken, die sich im Zuge meiner Diplomarbeit eingebracht haben. Vor allem Ing. Markus Widl, der mir die nötigen Hardware Komponenten zur Verfügung gestellt hat und mich bei der Inbetriebnahme dieser Komponenten unterstützt hat.

Ein großer Dank geht natürlich an meine Familie für die Rücksichtnahme während der Prüfung und Verfassung dieser Arbeit auf mich bei diversen Familienfeiern zu verzichten. Im Speziellen meiner Frau Bettina Fechter, die mich immer wieder motiviert und angespornt hat.

1 Einleitung

Die Firma AVL beschäftigt sich schon seit Jahrzehnten mit der Weiterentwicklung von Verbrennungskraftmaschinen aller Art. AVL erlangte dabei ein hohes Ansehen bei Motorenentwicklern und OEMs gleichermaßen. Das daraus entstandene Bedürfnis nach besseren und leistungsfähigeren messtechnischen Geräten veranlasste AVL dazu, eigene Systeme zu entwickeln. Es wurden Messgeräte verschiedenster Art und für unterschiedlichste Aufgaben entwickelt.

Meine Arbeit ist im Bereich Motorindizierung angesiedelt. Der Begriff Indizierung bedeutet „Blick“ in den Brennraum. Dabei werden piezoelektrische Sensoren in den Brennraum geschraubt. Ein spezieller Ladungsverstärker filtert und wandelt die vom Sensor abgegebene Ladung in ein proportional dem Druck entsprechendes Spannungssignal um. Dieses Spannungssignal wird messtechnisch erfasst und ausgewertet. Dabei wird insbesondere auf die Echtzeitfähigkeit, sowie höchste Genauigkeit der Messtechnik, Wert gelegt. Die Berechnung der Kenngrößen erfolgt erstens direkt in der eingesetzten messtechnischen Hardware und zweitens in der Anwendersoftware. Also besteht die Messkette für eine Indiziermessung aus dem Sensor, einem Verstärker der Indizierhardware und auch einem Rechner für die Auswertesoftware. Das ist momentan die gängige Praxis in der Entwicklung für Verbrennungsmotoren. Es gibt aber auch Bedarf nach solchen Messungen in anderen Bereichen, speziell in der Serienfertigung der Motoren. In einem solchen Fall ist der Aufwand eine solche Messkette zu installieren, sowie die dadurch entstehenden Kosten, zu hoch.

Deshalb wurde im Praxisprojekt II die Möglichkeit betrachtet, einen Microprozessor einzusetzen, der die Signalverarbeitung übernimmt, und den Spitzendruck des Eingangssignales errechnet. Eingesetzt wurde in dieser Untersuchung ein Demoboard mit dem Prozessor von Texas Instruments Type F28M35H52C. Im Praxisprojekt II ist ein ideales Eingangssignal betrachtet worden.

Meine Diplomarbeit beschäftigt sich nun mit dem realen Eingangssignal, dem Zylinderdruck. Da dieses Signal von einem piezoelektrischen Sensor geliefert wird, ergeben sich dabei Nebeneffekte, wie elektrische Drift und thermodynamische Drift. Da alle Arten dieser Drift das Eingangssignal verfälschen und damit auch den Spitzendruck, soll diese nun in der Firmware ausgeregelt werden. Dabei stellt sich die Frage, ob es möglich ist, diesen Effekt schneller und effizienter zu kompensieren, als in der aktuellen Reihe der

eingesetzten Verstärker. Des Weiteren soll geprüft werden, ob dem Anwender über die Klassifizierung des Spitzenwertes eine Möglichkeit geboten werden kann, die Qualität des Sensors zu bewerten und damit auch zu überwachen.

1.1 Die Indizierung im Allgemeinen

Bei der Hochdruckindizierung wird der Brennraumdruck im Zylinder des Verbrennungsmotors gemessen, siehe Abbildung 1. Der Messbereich umfasst im Allgemeinen das komplette Arbeitsspiel (Arbeitszyklus) des Motors, kann aber auch, entsprechend der Aufgabenstellung, auf einen begrenzten Kurbelwinkelbereich beschränkt sein.

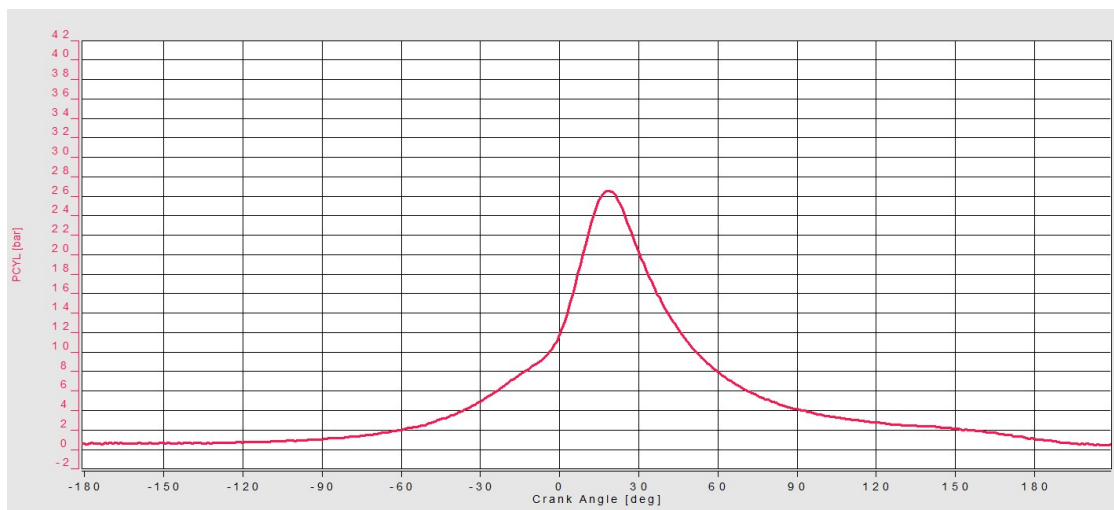


Abbildung 1 Zylinderdruckverlauf über ein Arbeitsspiel (AVL_IndiCom, 2014)

„Die Hochdruckindizierung im Brennraum wird meistens mit piezoelektrischen Druckaufnehmern durchgeführt, die entweder direkt im Brennraum, oder mit einem Adapter in die Zünd- oder Glühkerze eingebaut werden. Die Analyse der gemessenen Druckverläufe im Brennraum erlaubt vielfältige und umfangreiche Beurteilungen der inermotorischen Vorgänge. Auf den Grundlagen der gemessenen Druckverläufe lässt sich eine Fülle von wichtigen Daten berechnen.“¹ „Diese Ergebnisgrößen werden im Allgemeinen Indizierkennwerte genannt. Es werden zwei Arten von Indiziergrößen unterschieden. Direkte, die aus der Zylinderdruckkurve direkt errechnet werden und indirekte,

¹ (Pischinger, 2012)

die zusätzliche motorspezifische Größen benötigen um berechnet werden zu können.“²

Direkte	Indirekte
Spitzendruck: P_{\max}	Indizierter Mittelwert: $Imep$
Position des Spitzendrucks: α / P_{\max}	Brennwerte: dQ, int
Druckanstieg: $dp / d\alpha$	Energieumsatzpunkte: $AI05\%, AI10\%, AI50\%, AI90\%$
Position des Druckanstieges: $dp / d\alpha^2$	Verbrennungsgeräusch: Noise

Tabelle 1-1 Indizierkennwerte (Pischinger, 2012)

1.2 Die Indiziermesskette

Die Messkette einer Indiziermessung besteht aus dem Winkelmarkengeber, dem Sensor, dem Verstärker, dem Indiziersystem und einem Rechner auf dem die Auswertesoftware „IndiCom“ läuft.

1.2.1 Winkelmarkengeber

„Da üblicherweise für dynamische, also zeitlich veränderliche Größen, eine Zeitbasiserfassung reicht, aber für die indirekten Berechnungen ein Winkelbezug zum Motor hergestellt werden muss, wird ein nahezu zeitproportionaler Kurbelwinkelmarkengeber eingesetzt.“³ Das hat den Vorteil, dass ohne zusätzlichen Rechenaufwand ein direkter Winkelbezug hergestellt werden kann. Der Nachteil einer solchen Methode ist, dass die Abtastung der Kurve von der Anzahl der Winkelschritte und deren Genauigkeit abhängt.

² (Pischinger, 2012)

³ (Pischinger, 2012)

Ein Beispiel: Ein typischer Winkelmarkengeber hat eine Schrittzahl von 720 Schritten, genannt „Marken“. Diese Anzahl wird durch 360 Grad dividiert und man erhält somit die feinste kurbelwinkelbezogene Messauflösung:

$$\frac{\text{Vollwinkel}}{\text{Anzahl der Marken}} = \text{Messauflösung} \rightarrow \frac{360^\circ}{720} = 0.5^\circ$$

Formel 1 Winkelauflösung

Diese Auflösung entspricht nun der realen Auflösung des Winkelmarkengebers. Eine feinere Messauflösung ist nicht möglich, da hier der mechanischen Fertigung Grenzen gesetzt sind. Durch eine elektrische Vervielfachung der Marken, indem neben den realen Marken weitere interpoliert werden, wird eine erhöhte Genauigkeit erzielt. So ist es möglich die Genauigkeit der Abtastung auf bis zu 0.025 Grad zu erhöhen. Dabei werden immer die realen Marken des Winkelmarkengebers genommen und zwischen den Marken fiktive Marken interpoliert. Daher ist eine solche hohe Vervielfachung der Abtastmarken bei höheren Drehzahlen nur bedingt möglich.

1.2.2 Sensor

„Sensoren für den Brennraum basieren auf dem piezoelektrischen Effekt. Dabei geben bestimmte Kristalle unter mechanischer Belastung Ladung ab. Somit ist der Brennrumsensor ein aktives Messelement, wobei die abgegebene Ladung proportional zum aufgebrachten Druck ist.“⁴ Der im Sensor eingesetzte Kristall soll nicht nur eine große Menge an Ladung abgeben, sondern auch eine hohe Temperaturfestigkeit aufweisen. Da diese Kristalle mit höherer Temperatur weniger Ladung abgeben, werden diese Kristalle eigens für die Sensoren gezüchtet. Eine Erhöhung der abgegebenen Ladung wird durch den Einsatz mehrere Elemente in einem Sensor erreicht.

⁴ (Pischinger, 2012)

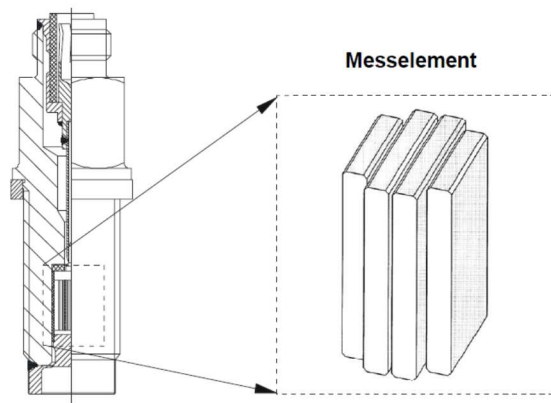


Abbildung 2 Sensors und Messelement (Pischinger, 2012)

Auch der mechanische Aufbau des Sensors ist von nicht geringer Bedeutung. Einerseits muss der mechanische Aufbau den Bedingungen und Temperaturen im Brennraum widerstehen, aber auch der Druck entsprechend auf das Messelement gelangen muss ohne dieses zu beschädigen.

1.2.3 Verstärker

„Die vom Sensor erzeugte Ladung wird hier in ein Spannungssignal umgewandelt. Der Verstärker besteht im Wesentlichen aus einem Verstärker mit sehr hoher innerer Spannungsverstärkung und einem Gegenkopplungskondensator C_k .“⁵

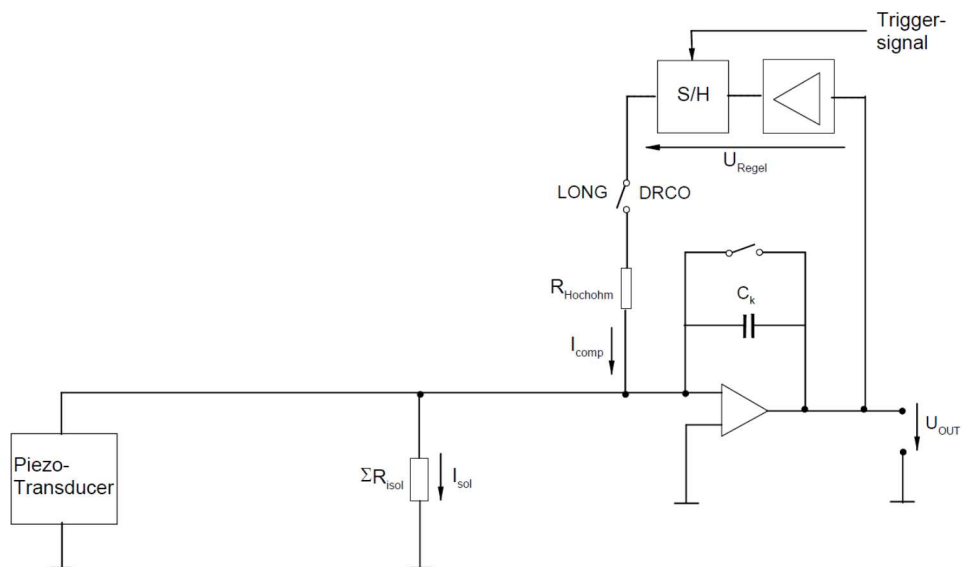


Abbildung 3 Ladungsverstärker Blockshaltbild (AVL_microfem, 2015)

„Die vom Druckaufnehmer abgegebene Ladung erscheint als geringe Spannungserhöhung am Eingang des Verstärkers. Diese wiederum erscheint verstärkt am Ausgang. Da der Verstärkungsfaktor sehr groß ist, bleibt die Eingangsspannung nahezu null. Zusätzlich wird die Ladung vom Sensor nicht zur Aufladung verwendet, sondern vom Gegenkopplungskondensator abgesogen.“⁶

⁵ (AVL_microfem, 2015)

⁶ (AVL_microfem, 2015)

Die Verstärkung A ergibt sich aus der Sensorempfindlichkeit S und dem Signaleingangsbereich p_n .

$$A \leq \frac{C_k[pC]}{S \left[\frac{pC}{bar} \right] \times p_n[bar]}$$

Formel 2 Verstärkung (AVL_microfem, 2015)

Das ergibt einen Signal-Kalibrierfaktor (SCF) von:

$$SCF \left[\frac{bar}{V} \right] = \frac{800[pF]}{S \left[\frac{pC}{bar} \right] \times A}$$

Formel 3 Signal-Kalibrierfaktor (AVL_microfem, 2015)

„Da der Sensor elektrischer und thermischer Drift unterliegt, muss der Verstärker dem entgegenwirken können, um das Messergebnis nicht zu verfälschen. Dazu wird ein Kompensationsstrom in den Eingang des Ladungsverstärkers eingespeist, der gleichgroß wie der über die Summe der Isolationswiderstände abfließende Leckstrom ist.“⁷

Neben den oben genannten Funktionen besitzt der Verstärker auch einen einstellbaren Tiefpassfilter. Die typischen Filterstufen sind 2/5/10/20/50/100 kHz. Es wird dabei ein Besselfilter eingesetzt, da dieser ein lineares Verhältnis von Phasenverschiebung und Grenzfrequenz besitzt.

⁷ (AVL_microfem, 2015)

1.2.4 Indiziersystem

Das Indiziersystem ist nun dafür verantwortlich die Messsignale zu erfassen, zu speichern und etwaige Berechnungen durzuführen. Dazu werden mehrere Prozessoren genutzt, die spezialisierte Teilaufgaben übernehmen. Das System wandelt die vom Verstärker ausgegebene Spannung in einen digitalen Wert um und speichert diesen in einem speziellen Co-Prozessor, der bis zu 256 MB RAM haben kann. Die 8 analogen Eingangskanäle pro Erfassungskarte haben eine Durchsatzrate von 800 kHz mit einer Auflösung von 14 Bit pro Kanal. Damit ist es möglich 8 Kanäle simultan zu erfassen. Mit Hilfe des Winkelmarkengebers wird der Winkelbezug hergestellt. Dabei werden die Marken des Winkelmarkengebers im Indiziersystem vervielfacht. Jede dieser Marken triggert nun die Konvertierung der ADC. Aus den digitalen Werten werden nun in Echtzeit Resultate berechnet und ebenfalls im Speicher abgelegt. Die so erfassten und im System gespeicherten Daten werden über eine geeignete Schnittstelle an einen Rechner übertragen. Heutzutage werden die Daten mittels Gigabit-Ethernet übertragen. Im Rechner selbst wird eine spezielle Auswertesoftware „IndiCom“ verwendet. Diese Software ermöglicht dem Anwender nötige Einstellungen am Indiziersystem vorzunehmen und auch die gemessenen Signale und Berechnungen zu visualisieren.



Abbildung 4 Indiziersystem Indimodul 622 (AVL_IndiCom, 2014)

1.2.5 IndiCom

IndiCom dient zur Parametrierung der eingesetzten Hardware. Es werden die Motorparameter erfasst, die zur Berechnung von indirekten Ergebnissen benötigt werden.

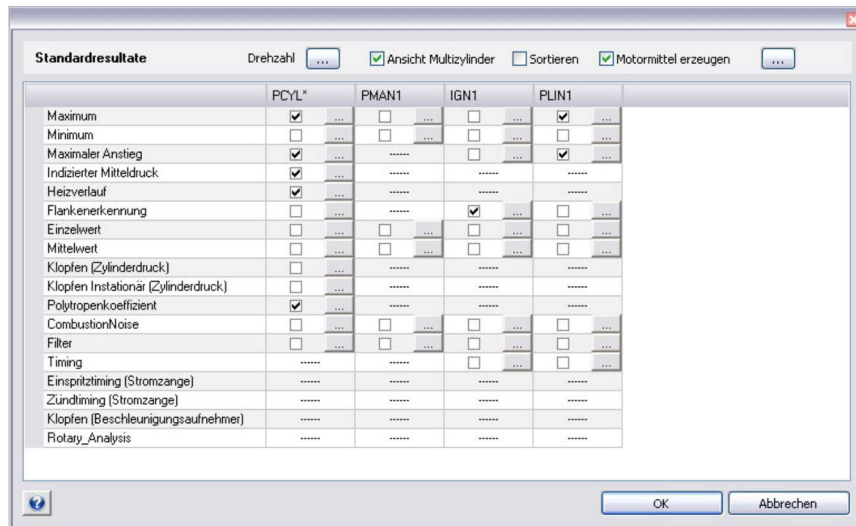


Abbildung 5 Standard Resultate (AVL_IndiCom, 2014)

Die Anzahl der Messkanäle und die genaue Messauflösung, sowie der SCF, die eingesetzten Sensoren und die Art der Nullpunktkorrektur werden über die entsprechende Oberfläche parametrierbar. Zudem werden der angeschlossene Winkelaufnehmer und die interne Vervielfachung eingestellt. Des Weiteren werden noch spezielle Messparameter definiert und die Messdauer eingestellt.

Signale				Verbundene Verstärker														<input checked="" type="checkbox"/> Nur definierte Signale anzeigen											
Neu...				Duplizieren				Löschen				Eigenschaften...																	
Pos.	Name	Einheit	Signaltyp	Messbereich / Auflösung	NPK	Kal.-faktor	Kalibrieroffset	Verst.	Bereich	Sensorempfindlichkeit	Driftkomp.	Volt.offset	SDM	Sensortyp	Seriennummer	Sensorlauf													
C1: Karte 1 von I/O 1																													
1	PCYL1	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	1 / 1	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	4001														
2	PCYL2	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	1 / 2	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	4002														
3	PCYL3	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	1 / 3	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	4003														
4	PCYL4	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	1 / 4	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	4004														
5	PMAN1	bar	Saugrohrdruck	-360...360;1	Aus	10	0																						
6	MFREF1	bar	Saugrohrdruckref.	-360...360;1	Aus	10	0																						
C1: Karte 2 von I/O 1																													
1	IGN1	V	Zündsignal	-360...360;1	Aus	10	0	3 / 1	10 bar	250 µV/V.bar	no	0 0																	
2	IGN2	V	Zündsignal	-360...360;1	Aus	10	0	3 / 2	10 bar	250 µV/V.bar	no	0 0																	
3	IGN3	V	Zündsignal	-360...360;1	Aus	10	0	3 / 3	10 bar	250 µV/V.bar	no	0 0																	
4	IGN4	V	Zündsignal	-360...360;1	Aus	10	0	3 / 4	10 bar	250 µV/V.bar	no	0 0																	
5	ANY1	bar	Allgemein	-360...360;1	TD	10	0																						
6	ANY2	bar	Allgemein	-360...360;1	TD	10	0																						
7	ANY3	bar	Allgemein	-360...360;1	TD	10	0																						
8	ANY4	bar	Allgemein	-360...360;1	TD	10	0																						
C1: Karte 3 von I/O 1																													
1	PCYL5	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	2 / 1	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	5001														
2	PCYL6	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	2 / 2	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	5002														
3	PCYL7	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	2 / 3	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	5003														
4	PCYL8	bar	Zylinderdruck	-360...360;1	TD	10	0	2 / 4	200 bar	15 pC/bar	yes	-8 0		GU12P	5004														
C1: Karte 4 von I/O 1																													

Abbildung 6 Signalliste (AVL_IndiCom, 2014)

Ein wesentlicher Bestandteil der Software ist natürlich auch die Präsentation der Messergebnisse. Es können nicht nur Daten während der Messung angezeigt werden. Wie bereits erwähnt wird die Messung zur Erfassungszeit nur am Indiziersystem abgelegt und erst nach der Messung vollständig zum Rechner übertragen.

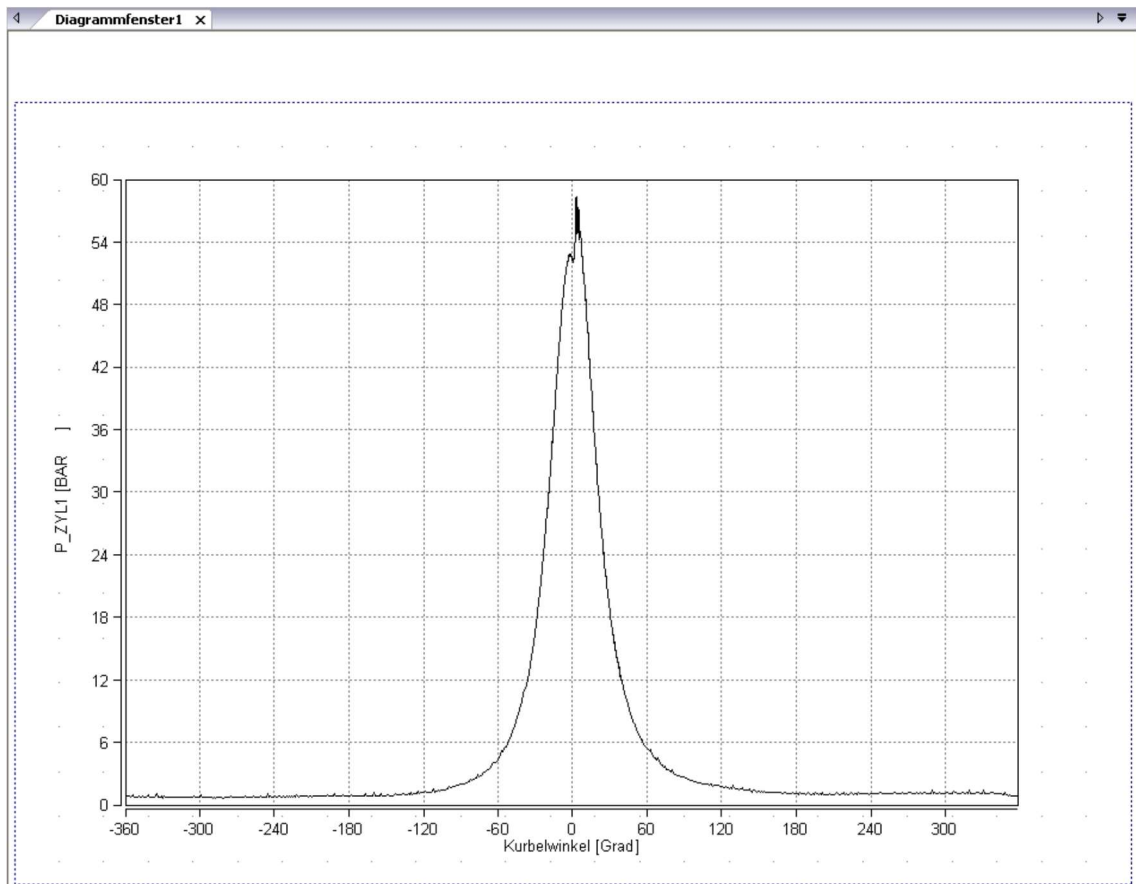


Abbildung 7 Messergebnis (AVL_IndiCom, 2014)

Es werden die Messergebnisse einmal zum Rechner übertragen und als sogenannte „lfiles“ abgespeichert. Das sind eigene binäre Dateien, die nur in IndiCom geöffnet werden können.

Wie man erahnen kann, ist für eine Indiziermessung einiges an Vorkenntnissen von Nöten. Da bereits ein kleiner Fehler in der Messkette, oder auch in der Parametrierung, die Messung unbrauchbar macht. Deshalb wurde überlegt den Verstärker mit einer gewissen Intelligenz, als auch mit einigen grundlegenden Berechnungen auszustatten.

2 Stand der Technik

Wie bereits im Kapitel 1.2 erwähnt ist der Verstärker eine der zentralen Komponenten der Indiziermesskette. Er dient nicht nur als proportionaler Verstärker, sondern auch als vorgeschaltete Filterstufe. Eine weitere Aufgabe besteht darin, die auftretende Drift zu kompensieren. Man unterscheidet im Wesentlichen zwei Arten von Drift, die elektrische Drift und die thermodynamische Drift.

2.1.1 Die elektrische Drift

„Bei konstanter Messgröße, d.h. bei konstantem Druck am Aufnehmer, erwartet man eine konstante Spannung am Ausgang des Verstärkers. Bei der piezoelektrischen Messkette kommt es aber prinzipbedingt zu einer Drift des Ausgangssignals. Ursachen für die elektrische Drift sind im Wesentlichen:

- **Entladung des Gegenkopplungskondensators**

Am Gegenkopplungskondensator liegt die volle Ausgangsspannung an. Wegen des nur endlich hohen Isolationswertes des Kondensators wird ein Leckstrom hervorgerufen, der zur allmählichen Entladung des Gegenkopplungskondensators führt.

- **Eingangs-Offsetspannung**

Am Eingang des Verstärkers tritt aufgrund seiner nicht idealen Eigenschaften immer eine gewisse Eingangs-Offsetspannung U_E und ein Eingangsstrom I_E auf. Die Eingangs-Offsetspannung wirkt auch am endlichen Widerstand R_{iso} und verursacht den Isolationsstrom I_{iso} , bedingt durch das BNC Anschlusskabel. Der Summenstrom I aus

Eingangsstrom I_E und Isolationsstrom I_{ISO} bewirkt eine Drift des Ausgangsspannungssignals. Je nach Polarität der Eingangs-Offsetspannung kann es zu einem Zu- oder Abfließen von Ladungen kommen.“⁸

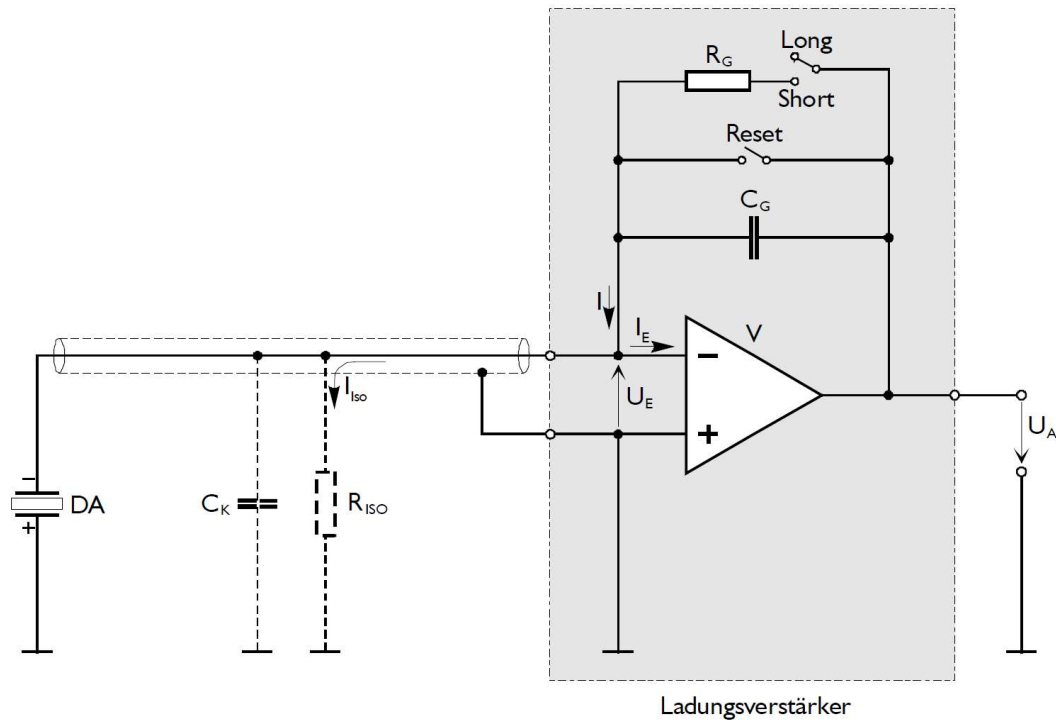


Abbildung 8 Auftretende Eingangs-Offsetspannung (Pischinger, 2012)

2.1.2 Die thermodynamische Drift

Da der Sensor in den Brennraum des Motors geschraubt wird und auf dem piezoelektrischen Effekt basiert, entstehen bei großen Temperaturänderungen auch große Ladungsänderungen bedingt durch das verwendete Material im Sensor. „Aufgrund der sehr hohen Arbeitsgastemperaturen (ca. 2400 °C) bei der Verbrennung sind Druckaufnehmer im Betrieb sehr hohen Wärmestrombelastungen ausgesetzt. In extremen Fällen treten zyklische Wärmeströme mit einer Amplitude von mehr als 1000 W/cm² (etwa bei klopfender Verbrennung) und mittlere Wärmeströme bis zu 50 W/cm² auf. Durch die hohe

⁸ (Pischinger, 2012)

Wärmestrombelastung ergeben sich auch sehr hohe Temperaturen im Aufnehmer. Bei ungekühlten Druckaufnehmern sind Temperaturen von bis zu 500 °C im Frontbereich, bis zu 400 °C am Messelement und bis zu 200 °C an der Steckverbindung keine Seltenheit.“⁹

Am realen Signal treten immer Kombinationen der beiden Driftvarianten auf und verändern gemeinsam die Ausgangsspannung der Verstärkerstufe. Deshalb müssen die Verstärker über eine Möglichkeit der Kompensation verfügen.

Am aktuellen Verstärker gibt es drei Betriebsarten: „ohne Driftkompensation, Driftkompensation zyklisch oder Driftkompensation konstant zur Auswahl.“¹⁰

„ohne Driftkomp.“ Für quasistatische Messungen (z. B. Druckwaagenkalibrierung).
Vorteil Keine Beeinflussung der Amplitude und Phase des Messsignals.
Nachteil Nullpunktdrift, Reset vor jeder Messung nötig.“¹⁰

„Driftkomp. konstant“ Für Signale ohne ausgeprägtes Druckmaximum (z. B. Niederdrucksignale wie Saugrohrdruck). Dieser Betriebszustand bedeutet, dass das Gerät versucht den Mittelwert des Signals dauernd auf Null zu halten und daher auch die Signalamplitude beeinflusst.

Vorteil Keine Nullpunktdrift, kein Reset vor jeder Messung erforderlich.

Nachteil pi-Fehler bei Drehzahlen < 1000 Upm.“¹⁰

„Driftkomp. zyklisch“ Für periodische Signale (z. B. Zylinderdruck).
Vorteil Keine Nullpunktdrift, keine Beeinflussung von Amplitude und Phase, kein Reset vor jeder Messung nötig.“¹⁰

⁹ (Pischinger, 2012)

¹⁰ (AVL_microlfem, 2015)

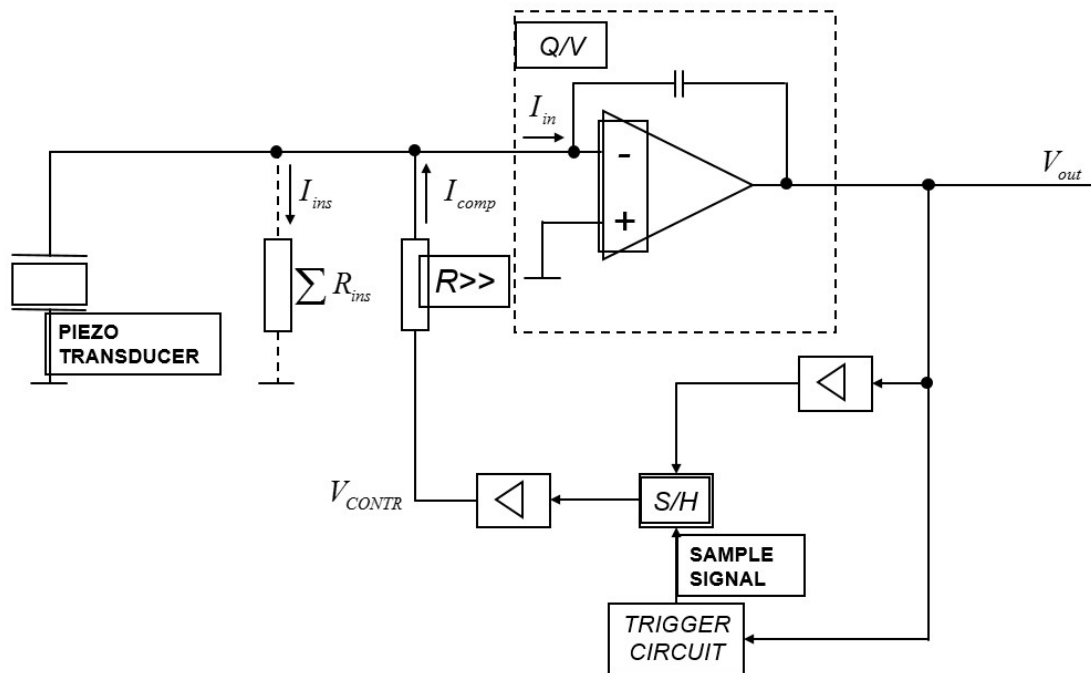


Abbildung 9 Aufbau der Driftkompensation (AVL_microfem, 2015)

Das Ausgangssignal V_{out} wird über einen Operationsverstärker an ein Sample-und-Hold-Glied gelegt. Wird der Trigger Circuit, der aus dem Zylinderdruck und der Dauer errechnet wird ausgelöst, wird das Sample Signal, dass dem aktuellen Punkt des V_{out} entspricht, über einen sehr hochohmigen Widerstand und einem Teiler, als Kompensationsstrom I_{comp} dem Ladungsverstärker wieder zugeführt.

Abbildung 9 veranschaulicht wie der Trigger aus dem Zylinderdruck generiert wird. Dabei wird die Zeit T im Niederdruckteil gemessen und im nächsten Zyklus als $T/2$ als Trigger an den Sample-und-Hold-Glied gelegt. Daraus ergibt sich ein nicht ideales Verhalten, da in der Hochdruckphase eine weitere Drift auftreten kann.

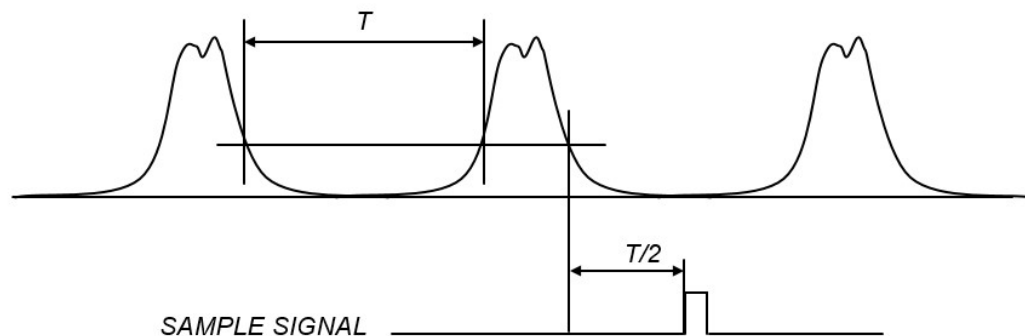


Abbildung 10 Ableitung des Sample Signals aus dem Zylinderdruck

„Die Auswirkung der einzelnen Drifteffekte lässt sich am besten anhand eines einfachen Drucksprunges zeigen, siehe Abbildung 11 oben. Im Idealfall würde sich als Reaktion auf diesen Drucksprung, der mit 1 gekennzeichnete Verlauf der Spannung, am Verstärkerausgang ergeben, der eine analoge Abbildung des Druckverlaufes darstellt. Durch den Entladevorgang des Gegenkopplungskondensators aufgrund des endlich hohen Isolationswiderstandes ergibt sich ein Driftverlauf entsprechend Kurve 2. Die Spannung am Ausgang fällt nach einer Exponentialfunktion gegen Null.“¹¹

¹¹ (Pischinger, 2012)

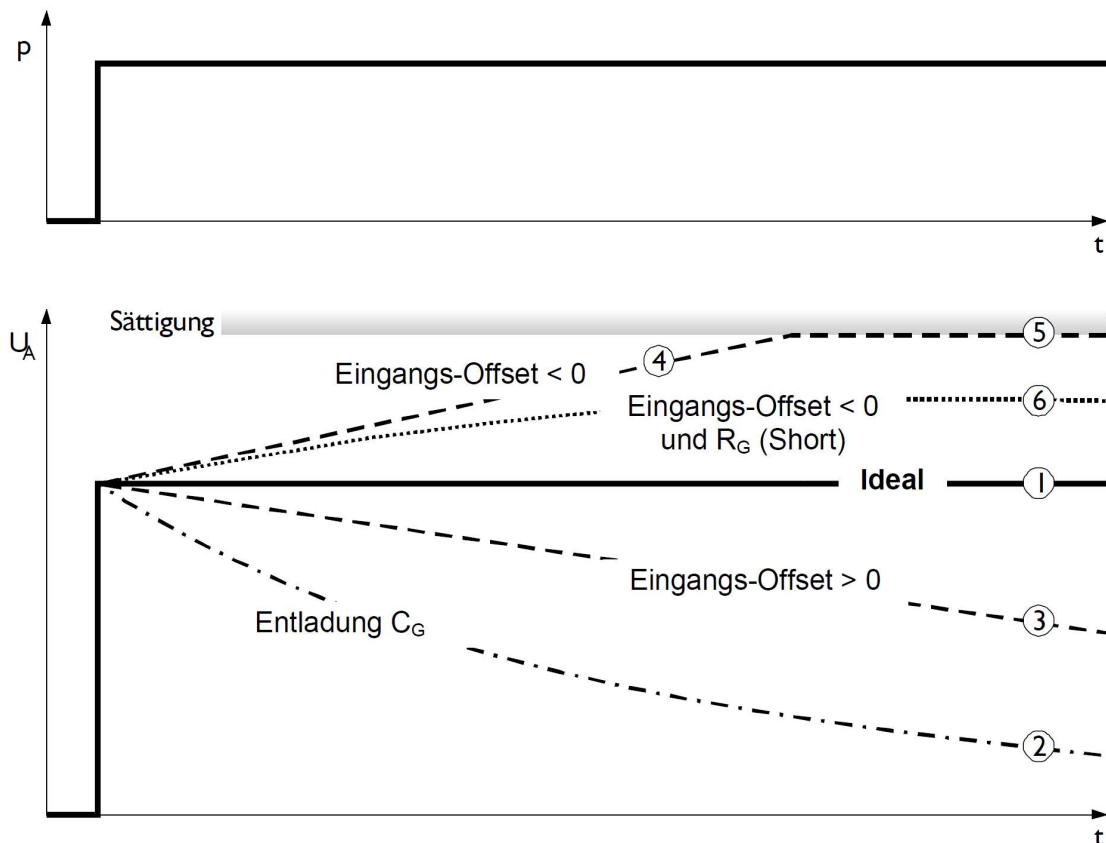


Abbildung 11 Drifteffekte (Pischinger, 2012)

„Lineare Driftverläufe nach den Kurven 2 und 3 stellen sich ein, wenn aufgrund einer Eingangs-Offsetspannung Eingangsströme am Verstärkereingang und/oder Leckströme über die endlichen Isolationswiderstände von Kabel sowie Druckaufnehmer fließen. Das Ausgangsspannungssignal wird ohne geeignete Gegenmaßnahmen, wie Betriebsart Driftkompensation, in beiden Fällen solange wandern, bis die Sättigung des Verstärkers erreicht ist (siehe beispielsweise 5). Die Ausgangsspannung kann dann nur durch Schließen des Reset-Schalters (vgl. Abbildung 8), der eine Entladung des Gegenkoppelungskondensators bewirkt, wieder auf Null gebracht werden. In der Praxis treten die oben beschriebenen Drifteffekte selten einzeln auf, sondern überlagern sich gegenseitig.“¹²

¹² (Pischinger, 2012)

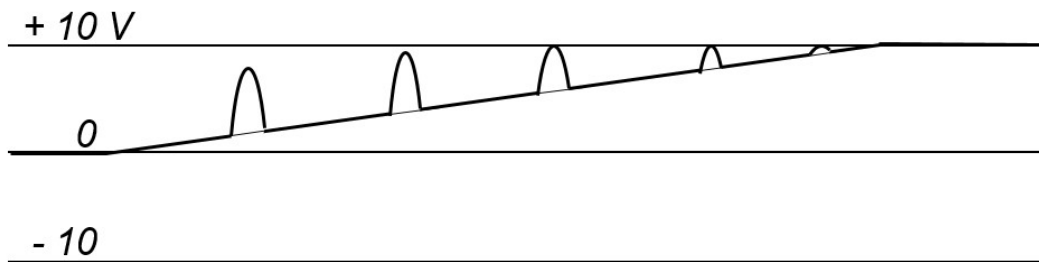


Abbildung 12 Einfluss der Drift auf das Signal

Abbildung 12 zeigt den Einfluss der Drift auf das Eingangssignal. Wird dagegen nichts unternommen, erreicht der Verstärker seine Sättigung. Wie bei der Offsetspannungsdrift angedeutet, kann es zu einem Zufließen oder Abfließen von Ladung kommen, weshalb die Sättigung positiv oder auch negativ sein kann.

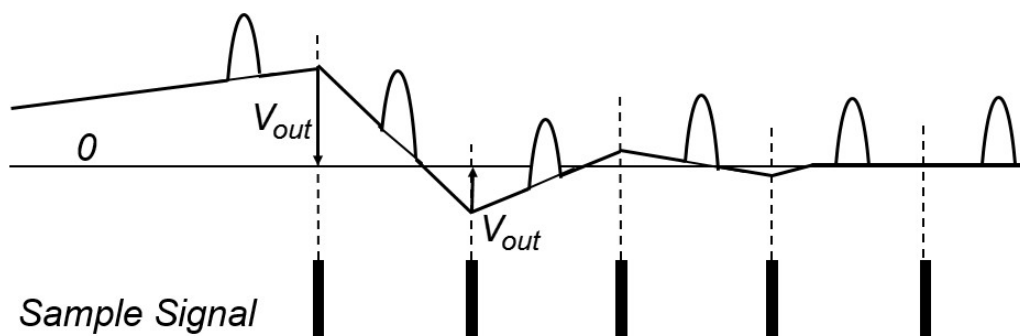


Abbildung 13 Signal kompensiert

Abbildung 13 veranschaulicht die zyklische Kompensation zum Zeitpunkt des Samples. Je nachdem wie die Abweichung zur Nulllinie ist, ist die Ausgangsspannung V_{out} dementsprechend größer oder kleiner. Bei eingestellter zyklischer Drift wird das Sample aus der Zeitdauer (Abbildung 10) des Zylinderdrucks abgeleitet. Bei eingestellter konstanter Driftkompensation wird der Regeltakt mit ca. 1 Sekunde festgelegt.

Die Driftkompensationsregelung ist in der aktuellen Verstärkerreihe analog aufgebaut. Daraus ergeben sich zwei wesentliche Nachteile.

Es kann nicht im aktuellen Zyklus kompensiert werden, sondern erst im darauffolgenden (Abbildung 10). Dabei wird aber nicht auf den aktuellen V_{out} kompensiert, sondern auf den davor ermittelten. Unter schlechten Bedingungen kann sich diese Art der Kompensation auch negativ auswirken, da, wie in Abbildung 12 dargestellt, sich die Ausgangsspannung erst über mehrere Zyklen einregelt. In speziellen Betriebspunkten des Motors, wie zum Beispiel Klopfen oder Startversuchen, können zusätzlich noch regeltechnische Abweichungen entstehen, die einen zusätzlichen Fehler verursachen.

3 Präzisierung der Aufgabenstellung

Als Ausgangspunkt dient die im Praxisprojekt II erarbeitete Firmware. Da sich das Projekt hauptsächlich mit einem idealen Eingangssignal beschäftigt hat, muss die Firmware entsprechend angepasst werden. Da durch elektrische Störungen oder mechanische Belastungen das Zylinderdrucksignal verfälscht werden kann, muss auch darauf Rücksicht genommen werden. Es muss eine Möglichkeit gefunden werden, den Einfluss von eventuellen Störungen auf die Berechnungen des maximalen Zylinderdrucks zu minimieren. Es muss sichergestellt sein, dass das Maximum noch im aktuellen, oder zu Beginn des folgenden Arbeitsspiels erfasst wird.

Da der maximale Zylinderdruck auch als Maß der maximalen Belastung des Sensors gilt, muss dieser analysiert und quantifiziert werden, um den Anwender über einen etwaigen Sensortausch zu informieren. Der Zylinderdruck muss in fünf Klassen unterteilt werden und über die gesamte Laufzeit aufsummiert werden. Die Klassen sind so zu wählen, dass der gesamte Dynamikbereich des Zylinderdrucks abgedeckt wird. Dabei dürfen mehr Zyklen in den niedrigeren Klassen auftreten als in den höheren, da diese auch eine höhere Belastung am Sensor darstellen. Es müssen die einzelnen Zyklen eindeutig erfasst und der Klasse zugeordnet werden können. Eine solche Methode existiert bereits und soll nun als Teil der Firmware realisiert werden.

Eine weitere Hauptaufgabe besteht darin, die Driftkompensation, wie sie momentan realisiert ist, in die Firmware zu integrieren. Damit das bewerkstelligt werden kann, muss das Grundkonzept überarbeitet werden. Es soll geprüft werden, ob es möglich ist, die Drift noch im aktuellen Zyklus festzustellen und damit auch zu kompensieren. Dabei müssen die aktuellen Varianten, also zyklisch und konstant, erhalten bleiben und umgesetzt werden. Es soll die Funktionsweise entweder am Prototypen, sofern verfügbar, oder unter zur Hilfenahme geeigneter technischer Komponenten nachgewiesen werden.

Die einzelnen Funktionen der Firmware sollen austauschbar und gekapselt implementiert werden. Es soll darauf geachtet werden, dass diese ohne Beeinflussung von anderen Kernfunktionen eingesetzt werden können, als auch am neuen Prototypen einfach portiert werden können.

4 Lösungsansatz

Als erstes soll das absolute Maximum des Eingangssignals, dem Zylinderdruck P_{\max} gefunden werden. Es gibt verschiedene Varianten zur Bestimmung des absoluten Maximums. Eine Variante ist den aktuellen Speicher des ADC-Ringbuffers zu durchsuchen und so das Maximum zu finden. Da aber das Signal drehzahl- und somit frequenzabhängig ist, muss zwischen relativem und absolutem Maximum unterschieden werden. Damit aber die Echtzeitfähigkeit des Systems gewährleistet ist, muss das Maximum während des aktuellen Arbeitsspiels oder am Beginn des nächsten ausgegeben werden.

Da der Zylinderdruck ein zyklisches Signal ist, das in eine Hochdruckphase als auch in eine Niederdruckphase geteilt werden kann, soll diese Eigenschaft genutzt werden. Ein einfacher und eleganter Weg ist eine Sektionserkennungsschwelle einzusetzen. Damit ist es möglich, das Eingangssignal zu „schneiden“. Ist das Signal größer, befindet es sich in der Hochdruckphase, ist es kleiner, in der Niederdruckphase.

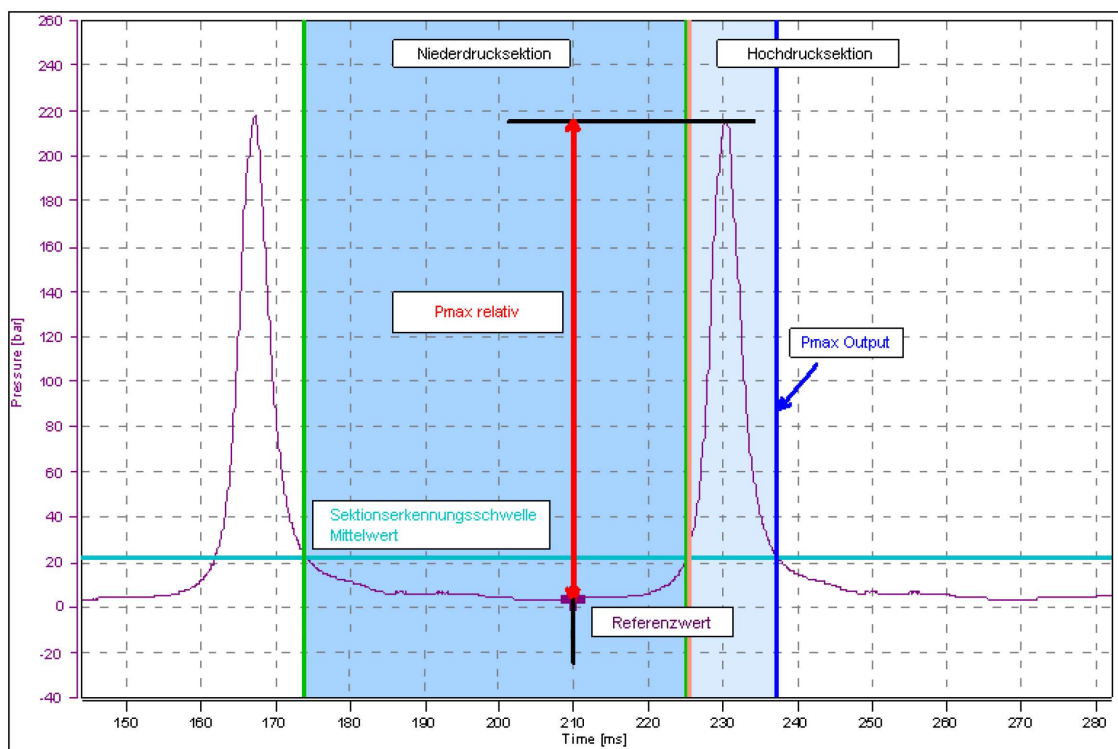


Abbildung 14 Einteilung des Zylinderdrucks und wichtige Referenzpunkte

Abbildung 14 zeigt nun das Prinzip der Detektion. Sobald die Sektionsschwelle überschritten wird, kann das absolute Maximum ermittelt werden. Wird die Schwelle unterschritten, kann das Maximum ausgegeben werden. Da die Ausgabe noch im selben Arbeitsspiel erfolgt, ist auch die Echtzeitfähigkeit gewährleistet.

Im einfachsten Fall kann die Schwelle als Absolutwert definiert werden. Im Praxisprojekt II wurde das hinreichend untersucht. Jedoch muss sichergestellt sein, dass das Eingangssignal immer größer als die Schwelle werden kann, da ohne ein „schneiden“ der Schwelle keine Detektion vorgenommen werden kann, das ist jedoch bei einem realen Zylinderdruck nicht immer der Fall, da vor allem im Leerlauf der Druck sehr gering sein kann und auch vom Motor und der Kompression abhängt. Natürlich kann auch durch mechanische oder elektrische Störungen, die dem Signal überlagert sind, die absolute Schwelle mehrfach ausgelöst werden.

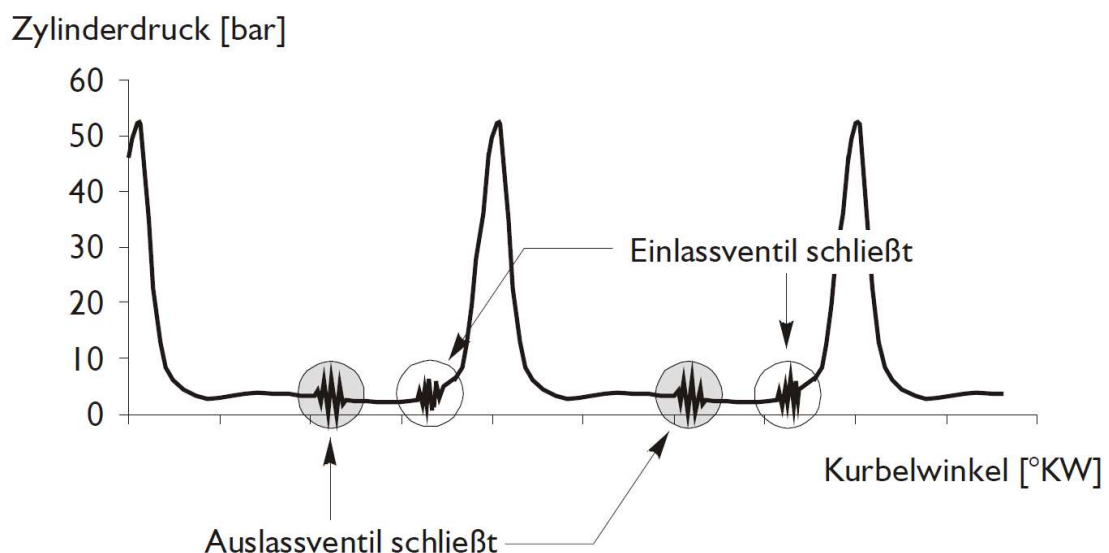


Abbildung 15 Mechanischer Einfluss der Ventile auf den Zylinderdruck¹³

„Abbildung 15 zeigt als Beispiel eines Beschleunigungseinflusses die dem Drucksignal überlagerten hochfrequenten Schwingungen, die bei dieser Messanordnung durch das

¹³ (Pischinger, 2012)

Aufprallen der Ein- und Auslassventile auf den Ventilsitz verursacht und durch Körperschall übertragen werden.“¹⁴ Deshalb wird die Sektionserkennungsschwelle aus dem Mittelwert des Zylinderdrucks abgeleitet.

Ist das Maximum erfasst, soll festgestellt werden, wie sehr der Sensor im aktuellen Arbeitsspiel belastet wurde. Dabei sind höhere Drücke, wie sie bei Vollast oder auch klopfenden Arbeitsspielen vorkommen eine wesentlich größere Belastung als Drücke im Leerlauf. Das soll entsprechend unterschieden werden. Eine Möglichkeit ist nun die Maximaldrücke aufzusummieren und so eine mittlere Belastung zu errechnen. Übersteigt diese eine bestimmte Schwelle, sollte der Sensor getauscht werden oder auch nachkalibriert werden. Eine weitere detailliertere Variante wäre, den Druck in Klassen wie beispielsweise niedrig, mittel und hoch zu unterteilen, und in jedem Arbeitsspiel die entsprechende Klasse zu erhöhen. Ist eine bestimmte Anzahl der Klasse erreicht, soll der Sensor wiederum nachkalibriert oder getauscht werden.

In Abbildung 14 ist zu erkennen, dass falls der Referenzpunkt davondriftet, das einen direkten Einfluss auf P_{\max} hat. Deshalb wird die Schaltung nun digital aufgebaut. Und wurde von der Hardwareabteilung der Firma AVL realisiert. Dabei wird nun statt dem analogen S/H-Verfahren ein DAC LTC-2666 eingesetzt. Der Verstärker ist mit einem Prozessor Type F28M35H52C ausgestattet. Ein maßgeblicher Grund dafür ist, die aus dem Praxisprojekt II geleistete Voruntersuchung. Da das Eingangssignal nun digital erfasst und in einem Ringbuffer gespeichert wird, kann eine Spannung zu jedem Zeitpunkt mit jedem beliebigen Wert am DAC ausgegeben werden. Ähnlich dem aktuellen Verfahren wird eine Spannung über einen hochohmigen Widerstand wiederum dem Operationsverstärker als I_{comp} zugeführt.

¹⁴ (Pischinger, 2012)

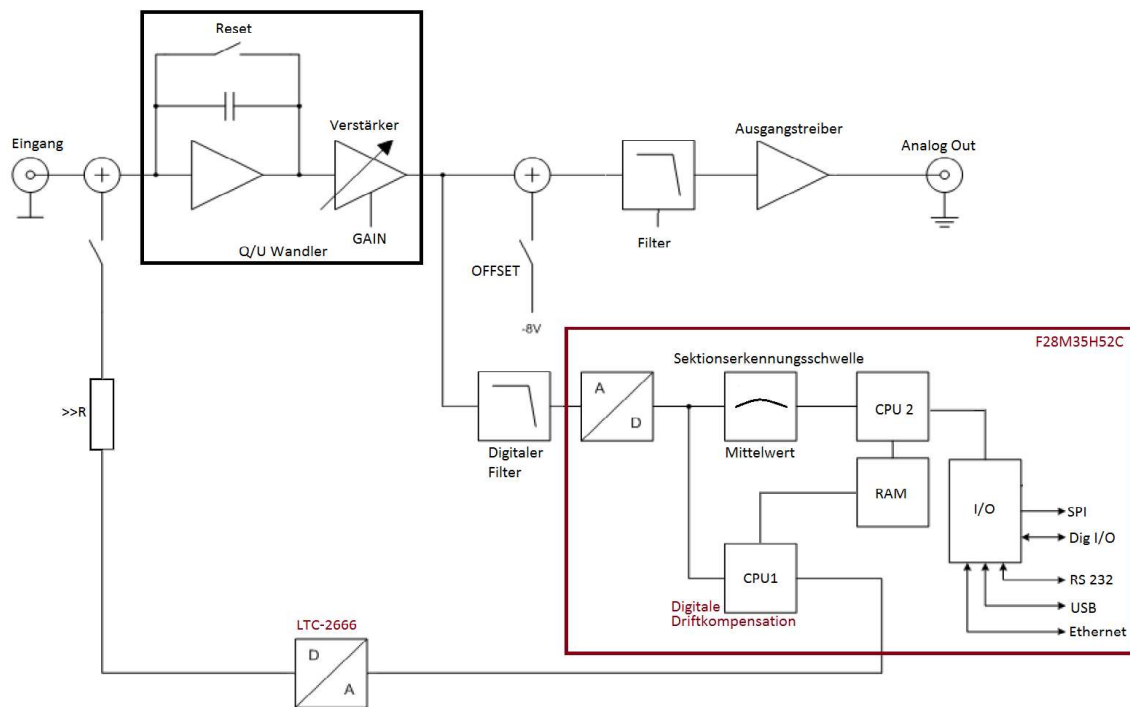


Abbildung 16 Blockdiagramm

Abbildung 16 zeigt die Aufgaben des Prozessors. Da die einzelnen Sektionen des Zylinderdrucks mithilfe der Sektionserkennungsschwelle detektiert werden können, muss überlegt werden, wie die Drift errechnet werden kann. Im Hochdruckteil ist das Eingangssignal groß und die Änderung des Drucks auch groß, weshalb eventuelle Kompensationsströme hier kaum eine Beeinflussung auf das Signal haben. Hingegen im Niederdruckteil, wo das Signal fast konstant ist, treten Effekte wie in Abbildung 11 gezeigt auf. Da sich auch noch die thermische Drift, aufgrund der schnellen Erwärmung des Sensors addiert, ist die Summe der Drift im Niederdruckteil des Zylinderdrucksignals zu berücksichtigen. Es muss in diesem Sektor die Regelung der Drift angesetzt werden. Ziel ist es, das Eingangssignal auf Null zu regeln. Ähnlich wie beim aktuellen Verstärker kann ein Referenzpunkt herangezogen werden und dieser auf Null gezogen werden. Es wäre auch denkbar statt dem Referenzpunkt einen gleitenden Mittelwert heranzuziehen und diesen auszuregeln. Eine weitere Überlegung ist, die geringste Abweichung zu ermitteln, da diese auch die geringste Abweichung zur Nulllinie darstellt.

5 Umsetzung eines Lösungsansatzes

Die A/D-Wandlung, die Ablage der Daten im Speicher, der Datenaustausch zwischen den beiden CPU's, als auch die Realisierung dieser Teile der Firmware am Prozessor ist vom Praxisprojekt II übernommen worden.¹⁵

Da im Praxisprojekt II ein ideales Eingangssignal untersucht wurde, muss der Algorithmus zur Sektionserkennungsschwelle etwas angepasst werden. Vor allem muss eine Möglichkeit gefunden werden, dass die Schwelle nicht mehrfach ausgelöst wird.

5.1 Sektionserkennungsschwelle

Normalerweise wird ein arithmetischer Mittelwert aus einem Buffer berechnet, aufsummiert und durch die Anzahl der Samples dividiert. Eine solche Methode ist nicht ressourcenschonend, da ein aufsummieren der Werte sehr viel Zeit inanspruch nimmt und diese nicht vorhanden ist.

Deshalb ist es auf einem eingebetteten System zu empfehlen einen gleitenden Mittelwert oder auch einen exponentiellen Mittelwert zu benutzen. Diese können in den meisten Varianten, ohne ein Datenarray zu speichern, berechnet werden. Bei einer Mittelwertberechnung muss immer ein Kompromiss zwischen Zeitverhalten und Genauigkeit gefunden werden. Je größer die Länge des Buffers und je mehr Punkte im gleitenden Mittelwert umso langsamer die Änderung an diesem Mittelwert. Da es sehr viele verschiedene Möglichkeiten gibt einen solchen Mittelwert zu berechnen, wurde eine Variante gewählt, die nach mehreren Messungen mit einem Motorsimulator bei konstanter Drehzahl und konstantem Eingangssignal als die, für ein solches Signal, geeignetste erscheint.

Mittelwert = Mittelwert - (Mittelwert - Aktueller Sample) / 256;

Formel 4 Mittelwert (Durchschnitt, 2012)

¹⁵ (Fechter, 2016)

„Mit jedem neuen Sample wird überprüft wie weit der Mittelwert vom aktuellen Sample entfernt ist:

(Mittelwert - aktueller Sample)

Danach wird dieser Wert auf einen kleineren gebracht, was in etwa die Anzahl der Punkte des Mittelwertes ist. Es ist dabei darauf zu achten, dass nur durch ein Vielfaches von 2 dividiert wird, da diese Operation dann durch ein Shift ersetzt werden kann. Zuletzt wird dieser Wert vom aktuellen Mittelwert abgezogen.“¹⁶

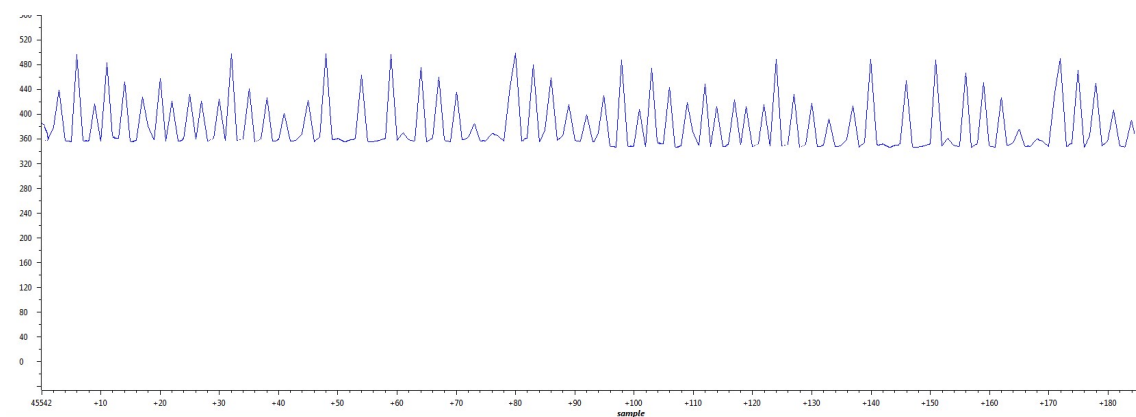


Abbildung 17 Mittelwert des Eingangssignals

Abbildung 17 zeigt den errechneten Mittelwert. Dieser Screenshot wurde aus den vorliegenden Daten in einem Samplefenster des Debuggers angezeigt. Man sieht auch, dass sich die Daten wiederholen und sich daher auch ein Arbeitsspiel zeigt.

Da es sein kann, dass das Eingangssignal verrauscht ist, wird nach dem Überschreiten oder Unterschreiten der Schwelle die Detektion für 10 Samples ausgesetzt. Nach dieser Anzahl ist das Signal bereits ausreichend weit weg von der Schwelle, so dass Rauschen für die Detektion dann kein Problem mehr ist. Als Rauschen bezeichnen wir nicht nur die Möglichkeit von elektrischen Einflüssen wie schlechte Kabel oder schlechte Isolierung, sondern auch den Einfluss von mechanischen Komponenten wie z.B. das Ventilschla-

¹⁶ (Durchschnitt, 2012)

gen am Verbrennungsmotor (vgl. Abbildung 14). Als weitere Möglichkeit kann eine Hysteresis errechnet werden. Dabei wird der Mittelwert beim Überschreiten um einen prozentuellen Anteil temporär erhöht und es wird die Detektion so lange ausgesetzt, bis das Eingangssignal höher ist als der neue Mittelwert. Damit ist sichergestellt, dass die Schwelle nicht mehrfach überschritten oder unterschritten wird und somit die Detektion des Maximums stört oder auch verfälscht. In der Firmware sind beide Varianten realisiert.

Bei einem ersten Test der Funktionalität stellte sich heraus, dass der Mittelwert sich nicht so schnell wie erwartet einstellt. Je nachdem in welcher Phase der Zylinderdruck beim Anschluss des Signals oder Start vom ADC erfasst wird, stellt sich der Mittelwert schneller oder langsamer ein. Deshalb wird dieser in den ersten Samples gebildet und danach erst mit der Detektion begonnen.

```
if(uStartPoint>720)uStartPoint=(uStartPoint-ConversionCount); //Necessary
if Buffer is bigger than 720
    if(uStartPoint==ConversionCount) //Delayed calculation start
    {
        uPMAX1_TMP=uVoltage_M3_PCYL1[ConversionCount-1]; //Load first Point
        uArmed=1; //Ready for MAX Search
    }
    if(uArmed==1)
    {
        if(uPMAX1_TMP < uVoltage_M3_PCYL1[ConversionCount]) uPMAX1_TMP = uVoltage_M3_PCYL1[ConversionCount]; //check if new value is bigger
    }
    if((uVoltage_M3_PCYL1[ConversionCount]<uAverage1-uAverage2)&&uArmed==1)
        //check PMAX smaller than average
    {
        fPMAX1=uPMAX1_TMP*0.000806; //calculate PMAX in float
    }
```

Des Weiteren ist der Startpunkt des Zylinderdrucksignals von wesentlicher Bedeutung. Es muss erkannt werden, ob sich das Signal in der Hochdruckphase oder Niederdruckphase befindet, damit das Maximum im richtigen Segment erfasst wird. Eine Variante wäre einfach so lange zu warten bis das Eingangssignal den Mittelwert korrekt schneidet. Da aber so ein Arbeitsspiel verloren gehen kann, wird während der Bildung des Mittelwertes darauf geachtet, wie die Werte im Ringbuffer des ADC's zueinander, also steigend oder fallend, angeordnet sind. Da ein monoton fallendes / steigendes Signal nur sehr schwer über einen Punkt definiert werden kann, werden 2 kleine Mittelwerte gebildet und diese beiden miteinander verglichen.

```

if(uConversionCount>700) //Wait for Defined START
{
    for (i =(uConversionCount-5); i=uConversionCount;i++) //Small AVG for
    Start detection
    {
        ug_C28_smallAVG = ug_C28_smallAVG + g_C28_Ringbuffer_ADC0[i]; //Sum up
        if (i==uConversionCount)
        ...
        {
            ug_C28_smallAVG = ug_C28_smallAVG/5;
            uStart =1; //Sum up done
        }
    }
}
if(uAverage1 > ug_C28_smallAVG)uStart=2; //check if AVG value is bigger Pmax
go
else uStart=3; //else Pmin go

```

5.2 Sensorklassifizierung

Die Funktion Sensorklassifizierung ermöglicht es, die Beanspruchung eines Druckaufnehmers über seine gesamte Lebensdauer aufzuzeichnen. Als Kriterium für seine Beanspruchung wird der Zylinderdruck herangezogen. Ein höheres Maximum verursacht beim Sensorelement auch höhere Belastungen und verkürzt damit die Lebensdauer als auch die Empfindlichkeit. Somit ist das Maximum des Zylinderdrucks ein Maß für die Belastung.

Der detektierte Maximaldruck wird in fünf Klassen eingeteilt: 40 bar, 80 bar, 120 bar, 160 bar und 200 bar. Die Klassen wurden so gewählt, dass der ganze Druckbereich des Zylinderdrucksignales abgedeckt werden kann. Dabei werden Maxima, die kleiner als zum Beispiel 80 bar sind, der 40 bar Klasse zugeordnet. Der Grund hierfür ist, die Kompatibilität zu der jetzigen Generation an Software und Verstärkern. Die Einteilung in Klassen erfolgt nach der Berechnung des Druckmaximums. Dabei wird die entsprechende Klasse die dem Maximum zugeordnet werden kann um eins erhöht, was wiederum einem Motorzyklus entspricht.

```

if(fPMAX1<40)PMAX1_40++; //Sensor class lowest
if(fPMAX1>=40 && fPMAX1<80)PMAX1_40++; //Sensor class
if(fPMAX1>=80 && fPMAX1<120)PMAX1_80++;
if(fPMAX1>=120 && fPMAX1<160)PMAX1_120++;
if(fPMAX1>=160 && fPMAX1<200 )PMAX1_160++;
if(fPMAX1>=200)PMAX1_200++; //Sensor Higher class

```

Die Variablen wurden als unsigned long long int angelegt. Damit ist gewährleistet, dass die Klassifizierung selbst nach langen Dauertests bei höherer Drehzahl nicht überlaufen.

Es ist weiterhin geplant, dass die Klassifizierung später bei einem Motorstopp ausgelesen wird, an die Bediensoftware übergeben und so zurückgesetzt wird.

5.3 Berechnung der Drehzahl

Als zusätzliche Funktionalität wird nun auch die Drehzahl aus dem Zylinderdruck berechnet. Nach Formel 5 wird dazu die Zeit eines Arbeitsspiels benötigt. Um diese Zeit zu messen kann ein Timer verwendet werden oder auch die Gesamtanzahl der Samples, die ja ohnehin vorhanden ist. Da die Samplerate über die ePWM vordefiniert ist, kann mit der Anzahl der Samples die Dauer des Arbeitsspiels errechnet werden. Da ein Arbeitsspiel eines Zylinderdrucks durch die Hochdruck- und Niederdruckphase definiert ist, kann über die Sektionserkennungsschwelle, dieser eindeutig identifiziert werden.

$$Speed = \frac{1}{T} \times 2 \times 60$$

Formel 5 Drehzahlberechnung bei einem 4 Takt Motor

```
if(uArmed==2)           //Flag for second treshold necessary to detect the
maximum Samples
{
    fSpeed= (1/(uTotalSample*0.00001))*120; //calc Speed: Total sample multi-
plied by sample Rate
    uTotalSample=0; //Reset Sample count
}
```

Diese zusätzliche Funktionalität ist für den Anwender interessant, da dadurch neben der Klassifizierung auch die exakte Laufzeit des Sensors erfasst werden kann.

5.4 Driftregelung

Der F28M35H52C besteht aus zwei CPU's, dem C28 aus der C2000 Familie von Texas Instruments und einem ARM M3. Da im PraxisProjekt II ¹⁷ die Aufteilung der einzelnen Kernaufgaben definiert worden ist, waren zwei Überlegungen ausschlaggebend für die Entscheidung, dass die Regelung am zweiten ausgeführt wird. Da bisher ein Großteil der Berechnungen am M3 erfolgt und die zweite C28 CPU nur die Konvertierung der ADC Werte übernimmt, ist es aufgabentechnisch von Vorteil, die Regelung über die C28 CPU zu erledigen. Ein weiterer Aspekt ist die Tatsache, dass ein externer DAC eingesetzt werden soll, der die nötige Ausgangsspannung für die Driftregelung erzeugt. Als externer DAC wird ein LTC2666-16 eingesetzt. Dieser wurde von der Firma AVL vorgegeben. Die Ansteuerung des DAC erfolgt über SPI.

„Der LTC 2666 ist ein 8 Kanal 16 Bit DAC mit +/- 10V digital to analog Converter mit integrierter Präzisions-Referenzspannung. Diese SoftSpan™ bieten die Möglichkeit fünf verschiedene Ausgangsspannungen zu konfigurieren. Sind die externen Pins MSP0 bis MSP2 auf high gelegt, so können die SoftSpan™ über Register eingestellt werden. Somit ist es möglich jeden DAC Ausgang mit einer anderen Ausgangsspannung zu versehen. Am Verstärker wird pro Eingangskanal ein eigener DAC verwendet, da er noch am Verstärker weitere Funktionen erfüllt. Der DAC ist als +/-10V Regler beschalten. Der Datenaustausch erfolgt über SPI/Microwire 3 wire serial interface bei einer maximalen clock rate von bis zu 50MHz.“¹⁸

Damit der DAC überhaupt verwendet werden kann, muss das Interface initialisiert werden. Dazu ist ein Demoprojekt aus der Texas Instruments Control-Suit verwendet worden. Das Projekt befindet sich in der Control-Suit und heißt SPI-Loopback. Dabei werden am M3 alle Ports freigegeben und dem C28 zur Verfügung gestellt. Am C28 werden die nötigen Register gesetzt und es kann ein 16 Bit Wert ausgegeben werden und über einen FIFO wieder eingelesen werden. Das geladene Projekt funktionierte nicht auf Anhieb, da es für eine höhere Version des Code Composer Studio geschrieben wurde als

¹⁷ (Fechter, 2016)

¹⁸ (Corporation, 2016)

vorhanden ist. Damit konnten nur einige Codesegmente übernommen werden, der Rest musste entsprechend angepasst werden. Des Weiteren war dieses Projekt nur für ein internes Loopback geschrieben, das heißt, dass die nötigen externen Anschlüsse wie CLOCK, MOSI und CS für SPI nicht verwendet werden.

Der nächste Schritt bestand darin, die nötigen GPIO Pins für SPI entsprechend für den C28 freizugeben. Die Freigabe der GPIO Pins erfolgt immer über die M3 CPU. Dabei muss nicht nur der Schreibzugriff der C28 CPU erteilt werden, sondern auch der System clock, für die SPI Peripherie aktiviert werden. Das CS ist auf einen freien I/O Pin gelegt.

```
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOD);          //SPI CLOCK activate
GPIOPinConfigureCoreSelect(GPIO_PORTA_BASE, GPIO_PIN_2,
GPIO_PIN_C_CORE_SELECT);          //CS for SPI selected
GPIOPinConfigureCoreSelect(GPIO_PORTD_BASE, GPIO_PIN_0,
GPIO_PIN_C_CORE_SELECT); //SPI MOSI
GPIOPinConfigureCoreSelect(GPIO_PORTD_BASE, GPIO_PIN_2,
GPIO_PIN_C_CORE_SELECT); //SPI CLK
```

Da die GPIO Pins mehrere Funktionen erfüllen, muss die Mux Peripherie am C28 richtig geroutet werden. Zudem müssen die GPIO PINS für Ausgabe oder Eingang konfiguriert werden.

```
EALLOW; //This is needed to write to EALLOW protected registers
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.SPIAENCLK = 1;          // SPI-A CLK
GpioG1CtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;            // Set as output CS
GpioG1CtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO16 = 1;          // 0=GPIO, 1=SPIMOSI-A,
2=Resv, 3=Resv
GpioG1CtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO16 = 1;           // 1=OUTput, 0=Input
GpioG1CtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO18 = 1;          // 0=GPIO, 1=SPICLK-A,
2=Resv, 3=Resv
GpioG1CtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO18 = 1;           // 1=OUTput, 0=Input
GpioG1CtrlRegs.GPAQSEL2.all = 0x0000; // GPIO16-GPIO31 Synch to SYSCLKOUT
EDIS; //This is needed to LOCK to EALLOW protected registers
```

Da die nötigen GPIO PINS am Mux initialisiert wurden, müssen diese noch an den entsprechenden Pins auf der Control Card verbunden werden. (F28M35xx, 2013) Die ersten Ergebnisse sind mit einem Oszilloskop überprüft worden.

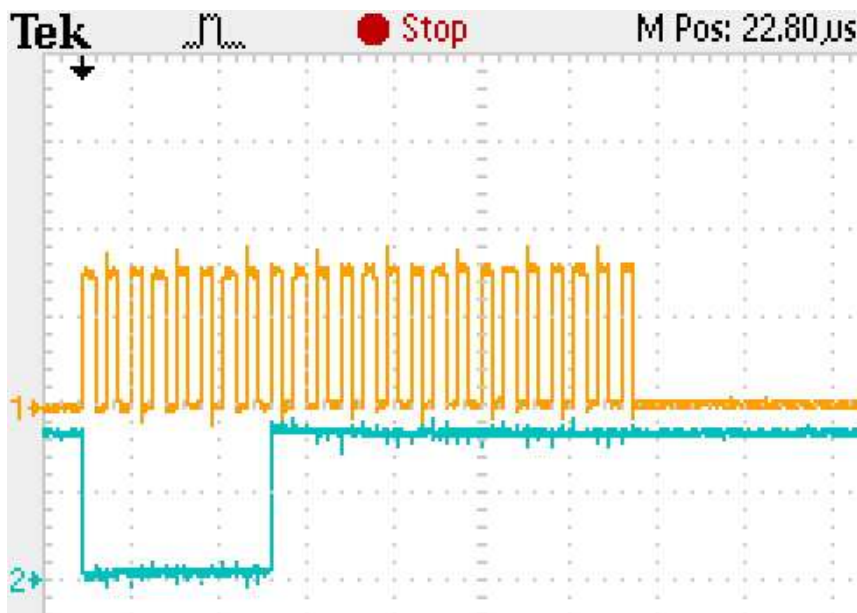


Abbildung 18 SPI Test ¹⁹

Wie in Abbildung 18 zu sehen ist zeigt Kanal 1 den Clock und Kanal 2 den Ausgangsbuffer. Es wurde 0x00FF und 0xFFFF übertragen. Da das interne Loopback aktiv ist, kann der Ausgangsbuffer wieder eingelesen werden und mithilfe des Debuggers auf Richtigkeit überprüft werden.

Damit der DAC nun genutzt werden kann, muss die nötige SPI-Sequenz untersucht werden, die in Abbildung 19 illustriert ist.

¹⁹ (Board, 2017)

TIMING DIAGRAM

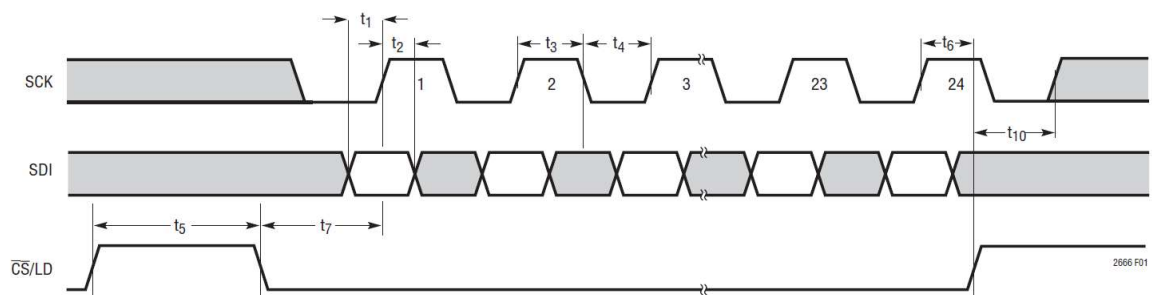


Figure 1. Serial Interface Timing

Abbildung 19 Timing Diagram (Corporation, 2016)

Anhand des Diagramms kann nun die Sequenz herausgelesen werden. Es zeigt, dass CS negativ werden muss, um die SPI-Sequenz zu initiieren. SCK muss gegenüber SDI verzögert werden. Insgesamt werden 24 Bit in einer Sequenz übertragen. Da die C28 CPU maximal 16 Bit auf einmal übertragen kann, wird eine Sequenz von 3 mal 8 Bit benutzt.

Damit die Sequenz übereinstimmt, müssen die SPI-Register folgendermaßen eingestellt werden:

```
// Set reset low before configuration changes
SpiaRegs.SPICCR.bit.SPISWRESET = 0;
SpiaRegs.SPICCR.bit.CLKPOLARITY = 0; //Clock polarity (0 == rising, 1 ==
falling)
SpiaRegs.SPICCR.bit.SPICHAR = (8-1); // 8-bit character
SpiaRegs.SPICCR.bit.SPILBK = 1;    // Enable loop-back just for Debugging
SpiaRegs.SPICTL.bit.MASTER_SLAVE = 1;    // Enable master (0 == slave, 1 ==
master)
SpiaRegs.SPICTL.bit.TALK = 1    // Enable transmission (Talk)
SpiaRegs.SPICTL.bit.CLK_PHASE = 1;    // Clock phase (0 == normal, 1 == de-
layed)
SpiaRegs.SPICTL.bit.SPIINTENA = 0; // SPI interrupts are disabled
SpiaRegs.SPIBRR = SPI_BRR;          //125KBid/s
```



Abbildung 20 SDI(MOSI) und Clock

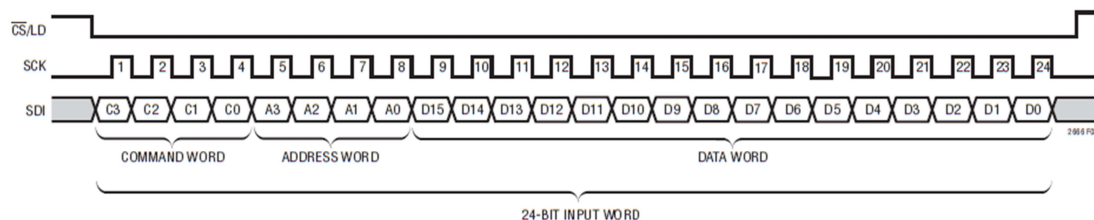
Abbildung 20 veranschaulicht nun das Ergebnis: Kanal 1 zeigt den Clock und Kanal 2 zeigt einen Testdatenstream 0x55f.



Abbildung 21 SDI(MOSI) mit CS

Abbildung 21 zeigt CS auf Kanal 1 und Kanal 2 zeigt einen Testdatenstream 0x55f.

Der LTC2666-16 benutzt insgesamt einen 24 Bit Datenstream. Die ersten 4 Bit werden als Command Word benutzt. Die nächsten 4 Bit als Address Word, gefolgt vom 16 Bit Data-Word, wobei dieses von MSB to LSB geordnet ist.²⁰



3a. LTC2666-16 24-Bit Load Sequence (Minimum Input Word).
LTC2666-12 SDI Data Word Is 12-Bit Input Code + 4 Don't-Care Bits

Abbildung 22 LTC-2666 Bit Load Sequence (Corporation, 2016)

Das Command Word als auch das Address Word kann genauer aus dem Datenblatt entnommen werden. Für den Anwendungszweck der Driftkompensation wird folgende Sequenz gewählt.

C3	C2	C1	C0	A3	A2	A1	A0
0	0	1	1	0	0	1	1

Tabelle 2 Command und Adress Word (Board, 2017)

Nun, da die ersten 8 Bit definiert sind, bestehen die restlichen 16 aus dem eigentlichen Wert für den DAC.

Dabei ist auf die Skalierung der Werte zu achten. Da sich der eigentliche Kompensationsstrom aus der DAC-Spannung U_{DAC} , die über einen Spannungsteiler mit dem Teilverhältnis k untersetzt wird ($k < 1$) und einem $1\text{ G}\Omega$ Widerstand erzeugt wird, zusammensetzt.

²⁰ (Corporation, 2016)

Es ergibt sich folgende Formel:

$$I_d = \frac{U_{DAC} * k}{1e^9 \Omega}$$

Formel 6 Kompensationsstrom

Da zur Zeit der Verfassung dieser Diplomarbeit der Verstärkerprototyp noch nicht einsatzbereit war, kann der Kompensationsstrom am Q/U wandler nicht erzeugt werden. Deshalb wird die Spannung des DAC mit dem Eingangssignal verglichen, um so die Regelstrecke zu überprüfen.

5.4.1 Driftkompensation konstant

Die Driftkompensation konstant wird, für nicht zyklische Eingangsgrößen, wie zum Beispiel Niederdrucksensoren im Ansaugtrakt des Motors gewählt. Da das Signal hier keine signifikante Erhöhung aufweist, wird eine Zeitkonstante zum Ausregeln der Drift gewählt. Da hier eine exakte Zeitmessung eine eher untergeordnete Rolle spielt, ist ein CPU-Timer eingerichtet worden. Als Regelzeit wird eine Sekunde angenommen, wie bei der aktuellen Version der Verstärker.

```
PieVectTable.TINT1 = &cpu_timer1_isr; //Timer Interrupt for Drift Long
ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, C28_FREQ, 1000000); //CPU Timer 1 set to 1 sec for
Drift Long
IER |= M_INT13; //CPU TIMER1 Interrupt
```

Jede Sekunde wird ein Interrupt ausgelöst. In der Timer-ISR wird nun der aktuelle ADC-Wert geholt und auf das Datenwort für den DAC aufgeteilt. Da der ADC-Interrupt eine höhere Priorität als der Timer Interrupt hat, ist sichergestellt, dass die ADC-ISR nicht unterbrochen wird.

```
__interrupt void cpu_timer1_isr(void)
{
    //CpuTimer1.InterruptCount++; //For Debugging
    WriteAllow=2; //Ready to write to SPI
    sdata2=g_C28_Ringbuffer_ADC0[uConversionCount]&0xFF00; //High
    sdata3=g_C28_Ringbuffer_ADC0[uConversionCount]<<8; //Low
    GpioG1DataRegs.GPCDAT.bit.GPIO70 ^= 1; // LED blinky for Drift Long
    // The CPU acknowledges the interrupt.
```


Im Hauptprogramm wird die Variable WriteAllow abgefragt, um die Timer-ISR so kurz wie möglich zu halten. Diese zeigt an, dass die Timer-ISR durchlaufen ist und damit die Werte an den DAC übergeben werden können. Da nie zwei verschiedene Driftregelungen aktiv sein dürfen, gibt es noch zusätzlich die Uservariable uDrift. Diese definiert welche der beiden Regelungen aktiv ist. Diese Uservariable wird über die Bediensoftware gesetzt werden.

```

if (WriteAllow==2 && uDrift==1)           //Drift Long active if WriteAllow==2
and uDrift ==1
{
    GpioG1DataRegs.GPADAT.bit.GPIO2 = 0;    //CS for SPI
    spi_xmit(sdata1);                        //Send SPI Buffer Command/Address Word
    while(SpiaRegs.SPIFFRX.bit.RXFFST !=1) { } //Wait for
empty Buffer
    rdata1 = SpiaRegs.SPIRXBUF;
    //FIFO SPI Loopback for Debugging
    spi_xmit(sdata2);                        //Send MSB
    while(SpiaRegs.SPIFFRX.bit.RXFFST !=1) { }
    rdata2 = SpiaRegs.SPIRXBUF;
    spi_xmit(sdata3);                        //Send LSB
    while(SpiaRegs.SPIFFRX.bit.RXFFST !=1) { }
    rdata3 = SpiaRegs.SPIRXBUF;
    WriteAllow=0;                            //Write OK
    GpioG1DataRegs.GPADAT.bit.GPIO2 = 1;    //CS Disable
}

```



Abbildung 23 SPI für Driftregelung konstant

Abbildung 23 zeigt das Ergebnis

5.4.2 Driftkompensation zyklisch

Für die zyklische Driftkompensation gilt die Zielsetzung, die bei einer Lastaufschaltung auf einen Sensor, durch dessen Erwärmung auftretende Drift, möglichst rasch zu kompensieren. Dabei ist die Ausgangsspannung am Verstärker die Regelgröße. Es muss deshalb festgestellt werden, wie groß die Abweichung zur Nulllinie ist. Die Feststellung kann nur im Niederdruckteil des Zylinderdrucksignals erfolgen.

Deshalb eignet sich der Minimalwert des Zylinderdrucks dafür am besten, da dieser die kleinste Regelabweichung darstellt. Da der Zylinderdruck in der Phase des Restgasaus-tauschs noch relativ hoch ist, kann nicht das Maximum des Niederdrucksignals heran-gezogen werden. Es ist des Weiteren darauf zu achten, dass in jedem Zyklus des Zylinderdrucks dieser Minimalwert ausgeregelt wird.

Wie bereits in Kapitel 2 erläutert, wird am aktuellen Verstärker über die Zeitdauer gere-gelt. Der Nachteil dabei ist, dass etwaige auftretende Drift nicht sofort ausgeregelt wird, sondern erst im darauffolgenden Zyklus. Da wir wissen, dass die gesamte Drift nach dem Hochdruckteil im Niederdruckteil zu Buche schlägt, soll hier das Minimum des Ein-gangssignales errechnet werden und diese im nächsten Hochdruckteil am ADC ausge-geben werden. Das hat den Vorteil, dass Regelabweichungen viel früher erkannt und ausgeregelt werden können. Die Entscheidung in einem ersten Versuch das Minimum als Ausregelgröße zu verwenden wurde mit dem Diplombetreuer Herrn DI Josef Moik vereinbart.

Sobald der Zylinderdruck in den Niederdruckteil übergeht, wird angefangen das Mini-mum zu suchen, es wird solange gesucht bis der Zylinderdruck wieder in den Hoch-druckteil übergeht. Danach wird das Minimum am DAC ausgegeben, dafür wird der gleiche Code benutzt wie in Kapitel 5.4.1

```
if((g_C28_Ring-
buffer_ADC0[uConversionCount]>(uAverage1+uAverage2))&&uArmed==1)
    //check Ringbuffer bigger than average
    {
        uStartPoint=0;          //reset start Point to begin over
        uLowPCYL1_akt=uLowPCYL1;
        WriteAllow=1;
        sdata2=uLowPCYL1_akt&0xFF00;          //Higher
        sdata3=uLowPCYL1_akt<<8;              //Lower
        uArmed=0;
    }
```

6 Nachweis der Zielparameter

Zur Überprüfung der Zielparameter ist es wichtig, dass die Bedingungen entsprechend reproduzierbar sind. Es ist gängige Praxis in unserer Firma dafür einen Motorsimulator einzusetzen. Der Motorsimulator liefert ein Winkelsignal, welches für meinen Test von geringer Bedeutung ist, aber durch dieses Winkelsignal können verschiedene Drehzahlen ausgegeben werden. Noch wichtiger liefert der Simulator 4 Zylinderdrucksignale direkt als Spannungssignal. Dabei können verschiedene Kurven, die zuvor an einem realen Motor erfasst wurden, wieder ausgegeben werden. Das sind ideale Bedingungen für die Reproduzierbarkeit, da die Signale immer gleich ausgegeben werden.

Als Hardware dient das Demoboard aus meinem Praxisprojekt II. Das Demoboard besitzt den gleichen Prozessor, der auch am neu entwickelten Verstärker eingesetzt wird, weshalb die einzelnen Firmwarekomponenten auch anstandslos übernommen werden können. Nur die unterschiedlichen I/O Pins müssen angepasst werden.

Da als DAC ein LTC-2666 eingesetzt wird, musste ich einen solchen besorgen. Dieser ist auf einem Demoboard aufgebaut und extern mit $\pm 15V$ versorgt, um den gesamten Bereich des DAC nutzen zu können. Das entspricht wiederum einem ähnlichen Aufbau wie er zukünftig bei den neuen Prototypen sein wird.

Zur Zeit der Verfassung dieser Diplomarbeit war der Prototyp nicht verfügbar, da es einerseits Terminverzögerungen aufgrund von Prioritätsänderungen seitens der Firma AVL gab und andererseits ein Problem beim Layouten.

Dennoch kann die Funktionsweise der Firmware, mit den einzelnen Komponenten, sehr gut und praxisnahe überprüft werden.

Ein wesentlicher Bestandteil der Firmware ist die Schwellenerkennung. Um diese zu überprüfen wird eine konstante Drehzahl am Simulator eingestellt und die Amplitude konstant gehalten. Nun wird der errechnete Mittelwert des Prozessors analysiert. Als Referenz dient unser aktuelles Indiziersystem, das den Mittelwert genauso errechnen kann. Beide Mittelwerte stimmten bis auf wenige mV überein. Der Unterschied ist der Auflösung beider Systeme als auch der Samplerate geschuldet. Weiterführend wurde die Amplitude und die Drehzahl verändert, um herauszufinden wie schnell der Mittelwert auf die Veränderungen des Eingangssignales reagiert.

Da nun die Funktionalität der Schwelle gegeben ist, kann als nächstes die Klassifizierung getestet werden. Dazu wird die Drehzahl wieder am Simulator konstant gehalten und das Eingangssignal am Oszilloskop sowie am Prozessor angelegt. Das Oszilloskop dient ausschließlich als externe Überprüfung für den maximalen Druck. Der Simulator kann das Eingangssignal konstant halten. Es wird nun darauf geachtet, dass kein P_{\max} in die falsche Klasse eingeordnet wird. Als nächstes wurde geprüft wie schnell das System auf Änderungen im Maximaldruck reagieren kann. Dazu wird die Amplitude des Simulators verändert, was wiederum eine Änderung des maximalen Wertes ergibt.

Wie in Kapitel 5.3 erwähnt kann die Drehzahl auch aus dem Zylinderdruck errechnet werden. Zur Überprüfung wird nun die Drehzahl am Simulator verändert. Hier hat der Simulator gegenüber dem realen Motor einen entscheidenden Nachteil: die Drehzahl kann nur stufenweise verstellt werden. Es stehen am Motorsimulator Drehzahlen mit 250 upm bis 8000 upm zur Verfügung, wobei die einzelnen Drehzahlpunkte von einer zur nächsten Stufe immer verdoppelt werden. Ist die Drehzahl des Simulators eingestellt, so muss auch die aus dem Zylinderdrucksignal errechnete Drehzahl gleich sein. Da die errechnete Drehzahl über die Samplerate als auch der Schwelle definiert ist, weicht die Drehzahl um einige wenige Umdrehungen ab. Das könnte aber durch einen Filter oder den Einsatz eines zusätzlichen Timers am Prozessor korrigiert werden.

Zur Überprüfung der Driftkompensation muss als erstes der Prozessor F28M35H52C über SPI mit dem DAC LTC-2666 verbunden werden. Wie bereits im Kapitel 5.4 beschrieben und aufgezeigt, können die nötigen Parameter vom Prozessor an den DAC übergeben werden. Die Werte und Parameter wurden mittels eines Oszilloskops am SPI überprüft. Da auch noch das Loopback am Prozessor aktiv ist, kann der SPI Buffer wieder eingelesen werden und mit dem Debugger verglichen werden. Damit ist sichergestellt, dass der Zeitpunkt als auch der Ausgabewert richtig ist. Da eine Rückkoppelung zum Q/U Wandler nicht gegeben ist, kann nur das Minimum als Wert herangezogen werden. Wiederum wird zur Überprüfung des Minimums, wie beim Maximum, das Indiziersystem herangezogen. Das Oszilloskop und der Buffer dienen als zusätzliche Überprüfung. Es muss festgestellt werden, dass das Minimum korrekt an den DAC übergeben wird und beim Überschreiten der Schwelle ausgegeben wird. Dabei war der Debugger genauso von großer Bedeutung wie ein einfaches DVM um den Ausgang des DAC's zu überprüfen. Sind die beiden Werte identisch, kann angenommen werden, dass der Code als auch die Regelstrecke funktionieren.

Expression	Type	Value
uAverage1 (Mittelwert)	unsigned int	257
uLowPCYL1_akt (aktuelles Minimum)	unsigned int	0x00AB (Hex)
sdata1 (Ausgangsbuffer)	unsigned int	0x3300 (Hex)
rdata1 (Eingangsbuffer)	unsigned int	0x0033 (Hex)
sdata2 (Ausgangsbuffer)	unsigned int	0x0000 (Hex)
rdata2 (Eingangsbuffer)	unsigned int	0x0000 (Hex)
sdata3 (Ausgangsbuffer)	unsigned int	0xAB00 (Hex)
rdata3 (Eingangsbuffer)	unsigned int	0x00AB (Hex)

Tabelle 3 Eingang zu SPI Ausgang aus dem Debugger

Tabelle 3 zeigt nun den Mittelwert, sowie das aktuelle Minimum aus dem Niederdruckteil: uLowPCYL1_akt. Da dieser Wert zum DAC gesendet wird, werden die 3 * 8 Bit des Ausgangsbuffers sdata1–3 damit verglichen. Einerseits kann der Wert direkt am ADC abgelesen werden und andererseits als rdata1-3 wieder als Loopback eingelesen werden.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass die Überlegung, den Verstärker gewisse Kernaufgaben zu übertragen, möglich ist. Dabei kann das Indiziersystem andere Aufgaben erledigen oder auch der Verstärker alleine ohne großen Aufwand eingesetzt werden. Dabei sind zwei Funktionalitäten von besonderer Bedeutung:

- **Die Klassifizierung**

Nach den ersten Tests wurde immer wieder die niedrigste Klasse gezählt, obwohl der P_{\max} höher war. Der Grund hierfür, ist der nicht genau definierte Startpunkt des Zylinderdrucks. Deshalb musste der Mittelwert zuerst eingeregelt werden und der Startpunkt der Detektion genau erkannt werden. (vergleiche Kapitel 5.1)

Bei der Klassifizierung kann der Verstärker nun dem Benutzer Hinweise liefern, wann der Sensor zu tauschen oder zu kalibrieren wäre. Wird dabei noch die Zeit eines Arbeitspiels erfasst, die ja durch die Berechnung der Drehzahl bekannt ist, kann sehr genau die Belastung des Sensors analysiert werden. Auch kann aufgrund der Belastung und der vorliegenden Daten entschieden werden, ob der Sensor noch für genaue thermodynamische Untersuchungen, wo Linearität und Empfindlichkeit eine große Rolle spielen, benutzt wird oder für einfacherer Aufgaben, wo diese Genauigkeit keine Rolle spielt, eingesetzt wird.

- **Die Driftkompensation**

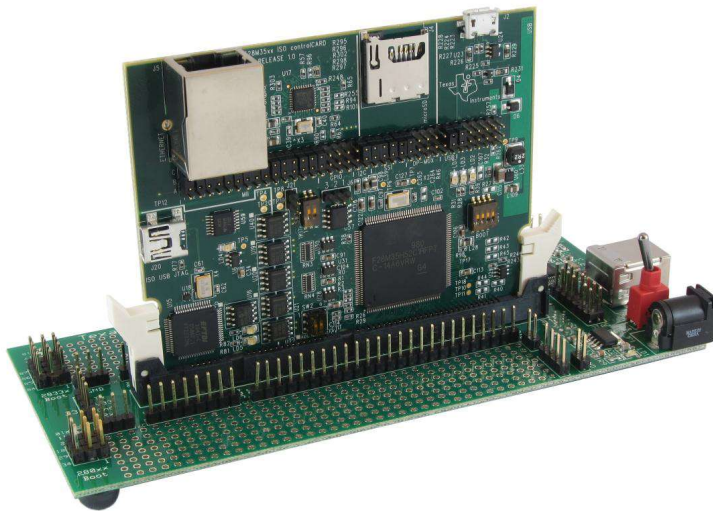
Es zeigte sich, dass der Prozessor und der umgesetzte Lösungsansatz gut funktionieren. Die Tests unter Laborbedingungen haben gezeigt, dass die erste Vermutung, das Minimum als Regelgröße zu verwenden, ein erster guter Ansatz ist.

Demnach können weitere Untersuchungen erfolgen. Dabei ist der Kaltstart eines Verbrennungsmotors von ganz besonderem Interesse. Dieser Test kann auch nicht mit einem Motorsimulator nachgestellt werden. Die Herausforderung eines solchen Tests ist, dass in den ersten Arbeitsspielen auf dem Sensor ein großer Schock aufgrund der Beschleunigung einwirkt. Eine der interessantesten Überlegungen ist eine proportionale Erhöhung der ADC-Spannung in den ersten Arbeitsspielen. Das wiederum bewirkt einen größeren Kompensationsstrom am Q/U Wandler. Wir erwarten uns, dass dadurch bessere Messergebnisse in den ersten sehr wichtigen Arbeitsspielen erreicht werden können.

Weil der Prototyp des neuen Verstärkers für Tests und dem Nachweis der Zielparameter nicht zur Verfügung gestanden ist, mussten wir eine andere gleichwertige Möglichkeit schaffen, um den Nachweis zu erbringen, dass die einzelnen Firmwarekomponenten funktionieren. Das hat natürlich zusätzlichen Aufwand verursacht, der nicht eingeplant gewesen ist. Deshalb konnte ein eindeutiger Nachweis am realen Motor unter realen Bedingungen noch nicht durchgeführt werden. Das wird aber sowie der Verstärker weiterentwickelt wird, nachgeholt werden.

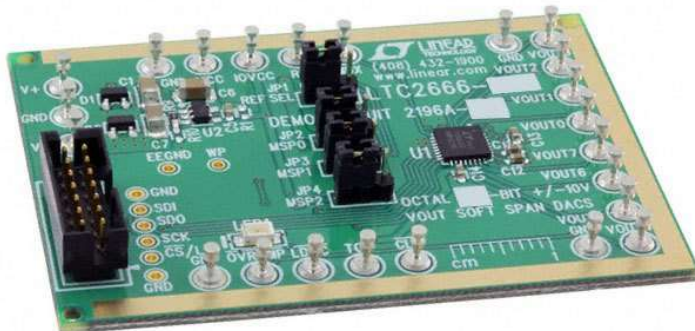
Bereits jetzt kann festgestellt werden, dass der Einsatz eines DAC als Ersatz für die analoge Regelung ein sehr wirkungsvoller ist. Nicht nur, dass eine Flexibilität des Systems gewährleistet ist, sondern es kann außerdem jedes beliebige Resultat aus dem Niederdruckteil, zu jedem beliebigen Zeitpunkt zur Driftkompensation verwendet werden.

Anhänge



Demo-Board F28M35H52C mit Control Card (F28M35xx, 2013)

Dieses Demo-Board, das für die Tests eingesetzt wird, ist bereits im Praxis Projekt II untersucht und beschrieben worden.



Demo Board LTC 2666-16 (Board, 2017)

Der DAC wird, über SPI, mit dem Demo-Board des F28M35H52C verbunden. Die Spannungen können auf den Vout 0 bis 7 Pins, mittels DVM und Oszilloskop, mit dem errechneten Ergebniss der Driftkompensation verglichen werden.



Motorsimulator 4 Kanal 6601P05

Der Motorsimulator wie oben gezeigt, liefert das Eingangssignal für alle durchgeführten Tests. Der Zylinderdruck in diesem Fall, kann in der Amplitude, also dem Druckmaximum stufenlos verändert werden. Die Drehzahl ist in Stufen einstellbar, und bestimmt somit die Zeitdauer eines Arbeitsspiels.

Literaturverzeichnis

Online Training F28M3x auf <http://www.ti.com/product/F28M35H52C/support> (Online Training F28M35x, 2013)

Prozessor F28M35H52C und weiterführende Details <http://www.ti.com/product/F28M35H52C> (F28M35H52C, 2013)

TI Control Suit <http://www.ti.com/tool/CONTROLSUITE> (Instruments, 2017) Beispiele und Demo Anwendungen wie SPI, IPC, DAC

Technical Reference Manual Concerto F28M35x (Rev. F) ("Texas Instruments, 2014) <http://www.ti.com/lit/ug/spruh22h/spruh22h.pdf>

Concerto F28M35xx controlCARD Users'guide (F28M35xx, 2013) ftp://ftp.ti.com/pub/dml/DMLrequest/Christy_FTP-10-30-12/controlSUITE/development_kits/~ExperimentersKits/F28M35xx_Info-Sheet_Rev1%2009_07_11%20Release.pdf

DAC LTC2666-16 Datenblatt <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2666fa.pdf> (Corporation, 2016)

Demo Board LTC2666-16 <http://www.linear.com/solutions/5931> (Board, 2017)

Gleitender-Durchschnitt <http://www.electro-tech-online.com/threads/adc-moving-average.125172/> (Durchschnitt, 2012)

Indizieren am Verbrennungsmotor Anwenderhandbuch_03_04_02.pdf O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Rudolf Pischinger (Pischinger, 2012)
Ausgabe AVL 04/2002 Bestellnummer: PA0671D

Rolf Kuratle Motorenmesstechnik ISBN 3-8023-1553-7 1. Auflage

AVL microlfem Piezo 4PX.pdf Ausgabe AVL 11/2015 Bestellnummer: AT6356D (AVL_microlfem, 2015)

AVL IndiCom Dokumentation.pdf Ausgabe AVL Oktober 2014 Bestellnummer AT2644D (AVL_IndiCom, 2014)

Taschenbuch Mikropozessortechnik 2011 Carl Hanser Verlag München ISBN 978-3-446-42331-2

Praxis Projekt II (Fechter, 2016)

Eigenständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe. Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus Quellen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht. Diese Arbeit wurde in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ort, Datum

Vorname Nachname